

A10

6/5/1 (Item 1 from file: 351)  
DIALOG(R) File 351:Derwent WPI  
(c) 2003 Thomson Derwent. All rts. reserv.

011156944 \*\*Image available\*\*  
WPI Acc No: 1997-134869/199713  
Related WPI Acc No: 1997-437768; 2001-125433; 2001-125439; 2001-498043;  
2001-498045  
XRPX Acc No: N97-111178

**Spread spectrum communication appts. preventing degradation of  
multiplexed communication performance - has transmitter with data  
generating portion, differential coding portion and serial-parallel  
converter, and device for multiplying parallel signal with spread code  
from PN generator**

Patent Assignee: SHARP KK (SHAF )  
Inventor: HAMAGUCHI Y; KUBOTA M; OKAMOTO N  
Number of Countries: 005 Number of Patents: 012  
Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
EP 758823	A2	19970219	EP 96305888	A	19960812	199713 B
JP 9055714	A	19970225	JP 95206159	A	19950811	199718
JP 9247123	A	19970919	JP 9653363	A	19960311	199748
JP 9261115	A	19971003	JP 9668222	A	19960325	199750
JP 9270735	A	19971014	JP 96209917	A	19960808	199751
JP 9289501	A	19971104	JP 96100107	A	19960422	199803
JP 9298491	A	19971118	JP 9710135	A	19970123	199805
US 5960028	A	19990928	US 96689412	A	19960807	199947
JP 3244421	B2	20020107	JP 9653363	A	19960311	200206
JP 3244434	B2	20020107	JP 96209917	A	19960808	200206
JP 3276841	B	20020422	JP 9668222	A	19960325	200234
JP 3337613	B2	20021021	JP 9710135	A	19970123	200272

Priority Applications (No Type Date): JP 96100107 A 19960422; JP 95206159 A  
19950811; JP 9613963 A 19960130; JP 9647118 A 19960305; JP 9653363 A  
19960311; JP 9668222 A 19960325

Cited Patents: No-SR.Pub

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan	Pg	Main IPC	Filing Notes
EP 758823	A2	E	166	H04J-013/00	
Designated States (Regional): DE FR GB					
JP 9055714	A		54	H04J-013/04	
JP 9247123	A		13	H04J-013/04	
JP 9261115	A		15	H04B-001/707	
JP 9270735	A		26	H04B-001/707	
JP 9289501	A		9	H04J-013/04	
JP 9298491	A		19	H04B-001/707	
US 5960028	A			H04B-015/00	
JP 3244421	B2		13	H04J-013/04	Previous Publ. patent JP 9247123
JP 3244434	B2		27	H04B-001/707	Previous Publ. patent JP 9270735
JP 3276841	B		15	H04B-001/707	Previous Publ. patent JP 9261115
JP 3337613	B2		18	H04B-001/707	Previous Publ. patent JP 9298491

Abstract (Basic): EP 758823 A

The spread spectrum communication appts. has a serial-parallel converter (5) for changing a data sequence into a number of parallel signals. A multiplier (11-17) multiplies the parallel signals by a spread code generated. A modulator (19-25) modulates the number of spread signals output from the multiplier for generating a number of IF signals.

A delay device (27-33) has a number of different delay times for delaying the IF signals generated from the modulator and a transmission output device (35-39) combines the number of delayed signals output from the delay device. the different delay times have an arbitrary time difference of at least one chip from each other.

ADVANTAGE - Demodulation at receiver can be carried out with

relatively small circuitry. Maintains error rate characteristics.  
provides greater degree of design freedom.

Title Terms: SPREAD; SPECTRUM; COMMUNICATE; APPARATUS; PREVENT; DEGRADE;  
MULTIPLEX; COMMUNICATE; PERFORMANCE; TRANSMIT; DATA; GENERATE; PORTION;  
DIFFERENTIAL; CODE; PORTION; SERIAL; PARALLEL; CONVERTER; DEVICE;  
MULTIPLICATION; PARALLEL; SIGNAL; SPREAD; CODE; PN; GENERATOR

Derwent Class: W02

International Patent Class (Main): H04B-001/707; H04B-015/00; H04J-013/00;  
H04J-013/04

File Segment: EPI

6/5/2 (Item 1 from file: 347)

DIALOG(R) File 347: JAPIO

(c) 2003 JPO & JAPIO. All rts. reserv.

05655935 \*\*Image available\*\*

SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION RECEPTION METHOD

PUB. NO.: 09-270735 [ JP 9270735 A]

PUBLISHED: October 14, 1997 (19971014)

INVENTOR(s): OKAMOTO NAOKI

HAMAGUCHI YASUHIRO

APPLICANT(s): SHARP CORP [000504] (A Japanese Company or Corporation), JP  
(Japan)

APPL. NO.: 08-209917 [JP 96209917]

FILED: August 08, 1996 (19960808)

INTL CLASS: [6] H04B-001/707

JAPIO CLASS: 44.5 (COMMUNICATION -- Radio Broadcasting); 44.2  
(COMMUNICATION -- Transmission Systems); 44.4 (COMMUNICATION  
-- Telephone)

#### ABSTRACT

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a spread spectrum communication reception method capable of performing high-speed transmission and improving the degradation of an error rate.

SOLUTION: After converting signals received in an antenna 21 to base band signals in a frequency conversion part 23, they are correlated with a correlator 25 and latched to a latch part 32. Then, correlation output for which the degradation by autocorrelation is cancelled is obtained in a correlation processing part 33, the correlation output is distributed by a distributor and latched in the latch parts 27 and 28 and then, a difference is obtained in a differential part 30 and discriminated by a discrimination part 31.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-270735

(43) 公開日 平成9年(1997)10月14日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>

H 0 4 B 1/707

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 4 J 13/00

技術表示箇所

D

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 26 頁)

(21) 出願番号 特願平8-209917

(22) 出願日 平成8年(1996)8月8日

(31) 優先権主張番号 特願平8-13963

(32) 優先日 平8(1996)1月30日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72) 発明者 岡本 直樹

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ  
ャープ株式会社内

(72) 発明者 浜口 泰弘

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ  
ャープ株式会社内

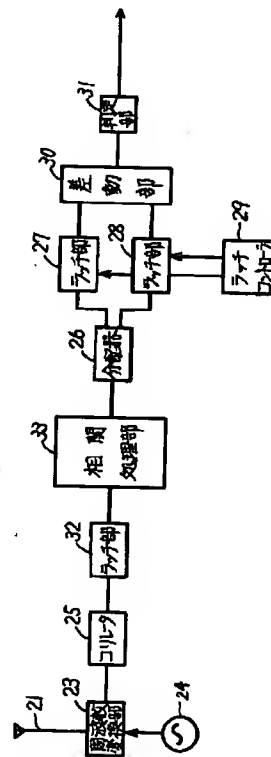
(74) 代理人 弁理士 深見 久郎

(54) 【発明の名称】 スペクトル拡散通信受信方法

(57) 【要約】

【課題】 高速伝送を可能にしかつ誤り率の劣化を向上し得るスペクトル拡散通信受信方法を提供する。

【解決手段】 アンテナ21で受信した信号を周波数変換部23でベースバンド信号に変換した後、コリレータ25で相関をとってラッチ部32にラッチし、相関処理部33で自己相関による劣化をキャンセルした相関出力を得て、この相関出力を分配器20で分配し、ラッチ部27、28でラッチした後、差動部30で差をとり、判別部31で判別する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 直接拡散をするスペクトル拡散通信において、同一の拡散符号で拡散した信号を、任意の数チップずつ遅延多重して送信するシステムであって、前記拡散符号は自己相関のサイドローブが、奇相関、偶相関にかかわらず、前データまたは後データの一方の値により一義的に決まる符号を用いるシステムにおいて、キャンセルを施す相関を中心として、その前後に各々（多重数-1）分のデータタイミングの相関を保持し、前データ、後データの選択を行なって、一義的に決まる前データ、後データの相関値を選択して加算し、拡散率にて除算し、キャンセルを施す相関値に加減算することによって、自己相関のサイドローブをキャンセルすることの特徴とする、スペクトル拡散通信受信方法。

【請求項2】 前記相関値を多重数分だけブロック化し、ブロック化したデータの1つにキャンセルを施す場合において、それ以外の前データ、後データの組合せがすべてブロック内のデータで処理するように遅延量を制御し、

前記相関の保持はブロック分だけ保持し、その相関値の中から、キャンセルを施す信号以外の相関値を選択して加算し、拡散率にて除算し、キャンセルを施す相関値に加減算することによって、自己相関のサイドローブをキャンセルすることの特徴とする、請求項1のスペクトル拡散通信受信方法。

【請求項3】 前記除算は、バーカ符号を用いる場合には、自己相関のサイドローブが相関のキャンセルに用いる基準となる信号に異符号になる11チップの符号を用いるときには、除算する値は $k$ 多重の場合には $11-k+2$ で除算し、

前記自己相関のサイドローブが相関のキャンセルに用いる基準となる信号に同符号になる13チップの符号を用いる場合には、除算する値は $k$ 多重のときには $13+k-2$ で除算することの特徴とする、請求項1または2のスペクトル拡散通信受信方法。

【請求項4】 さらに、PDIを用いて復調する場合において、PDIに用いる復調タイミングにおいても、前記自己相関のサイドローブをキャンセルするために、キャンセルを施すPDIに対応する相関を中心として、前記その前後に各々（多重数）分のデータタイミングの相関を保持し、一義的に決まる前データ、後データの相関値を選択して加算し、拡散率にて除算し、キャンセルを施すPDIのタイミングの相関値に加減算することによって、自己相関のサイドローブをキャンセルすることの特徴とする、請求項1のスペクトル拡散通信受信方法。

【請求項5】 前記相関値を多重数分だけブロック化し、ブロック化したデータの1つにキャンセルを施す場合において、キャンセルされるデータが属するブロックのすべてのデータを加算し、拡散率にて除算し、キャンセルを施す相関値に加算することによって、自己相関の

サイドローブをキャンセルすることの特徴とする、請求項1のスペクトル拡散通信受信方法。

【請求項6】 前記除算は、バーカ符号を用いる場合には、自己相関のサイドローブが相関のキャンセルに用いる基準となる信号に異符号になる11チップの符号を用いるときには、除算する値は $k$ 多重の場合には $11-k+1$ で除算し、

前記自己相関のサイドローブが相関のキャンセルに用いる基準となる信号に同符号になる13チップの符号を用いる場合には、除算する値は $k$ 多重のときには $13+k-1$ で除算することの特徴とする、請求項5のスペクトル拡散通信受信方法。

【請求項7】 前記11チップのバーカ符号を用いる場合には、前記除算する値を8とし、下位3ビットを除去して3ビットずつデータをシフトすることで除算演算し、

前記13チップのバーカ符号を用いる場合には、除算する値を16とし、下位4ビットを除去して4ビットずつデータをシフトすることで除算演算することの特徴とする、請求項3のスペクトル拡散通信受信方法。

【請求項8】 さらに、利得を可変して受信信号の振幅レベルを制御し、その出力をディジタル化して量子化し、

前記相関出力を用いて利得制御し、その基準とする相関出力には前記自己相関のサイドローブをキャンセルしたキャンセル後の相関出力を用いることの特徴とする、請求項1のスペクトル拡散通信受信方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】この発明はスペクトル拡散通信受信方法に関し、特に、無線通信あるいは有線通信において、直接拡散を用いたスペクトル拡散通信方法に関し、ディジタルデータの伝送に広く用いられるようなスペクトル拡散通信受信方法に関する。

## 【0002】

【従来の技術】近年、スペクトル拡散通信方式は、新しい通信方式として注目されている。一般のデータ通信に用いられる変調方式は、狭帯域変調方式であり、比較的小型の回路で実現できるが、室内（オフィス、工場など）のように、マルチパスや狭帯域の有色雑音に対しては弱いという欠点がある。

【0003】これに対して、スペクトル拡散通信方式は、データのスペクトルを拡散符号によって拡散し、広帯域で伝送するため、これらの欠点を解消できるという利点がある。

【0004】しかしながら、反面、データの伝送速度に対して、スペクトル拡散通信方式では幅広い帯域を必要とするため、高速のデータ伝送が困難であった。たとえば、11チップの拡散符号で拡散して伝送する場合でQPSK変調を用いて伝送する場合を考えると、

Sのデータ伝送に対して、22MHzの帯域が必要となる。もし、10MBPSのデータを送る場合には、110MHzの帯域が必要になることになる。しかし、無線で伝送できる帯域は限られているので、高速データの伝送は困難となっていた。

【0005】そこで、本願発明者は、限られた帯域で高速伝送を行なう方法として、拡散した信号を遅延して多重する方式（以下、遅延多重方式と称する）を、特願平7-206159において提案した。この方式を用いることによって、限られた帯域で高速伝送ができるようになる。この提案した方法では、2多重すると4MBPSのデータが、5多重すると10MBPSのデータが通信できるようになる。

【0006】図1は上述の提案した構成に、乗算器と遅延素子の並列系を1つ増やしたものである。図1において、データ発生部1で発生されたデータは差動符号化部2で差動符号化され、その後、シリアル-パラレル変換部（S-P変換部）5で多重する数にパラレル変換される。各パラレル信号は乗算器4～8に与えられてPN発生器14からのPN符号と乗算されて拡散される。その後、遅延素子9～13によってそれぞれ遅延され、合波器15によって合波されて多値のデジタル信号となる。このデジタル信号は変調器16によって変調され、周波数変換部18で周波数変換された後、電力増幅部19で電力増幅され、アンテナ20を介して送信される。

【0007】ここで、一例として、拡散符号に11チップのバーカ符号を用いて5多重した場合について考える。この場合、PN符号発生器14にバーカ符号が用意される。なお、バーカ符号とは、(10110111000)の11チップで構成され、一般によく知られた符号である。

【0008】また、遅延素子9～13では、11チップを5多重に分けることを考えて、4つが2チップの遅延で、1つが3チップの遅延となる。ここで、仮にチップを順に各々遅延差を2, 2, 2, 2, 3チップずつとすると、1番目の遅延素子9は0チップの遅延でよく（つまり遅延素子は不要である）、各々2, 3, 4, 5番目の遅延素子10～13は、2, 4, 6, 8の遅延時間を持つこととなる。その結果、各々が2, 2, 2, 3のチップ遅延を持つことになる。

【0009】図2は上述のごとく遅延多重した信号を受信する受信機の構成を示すブロック図である。図2において、アンテナ21で受信した信号は、周波数変換部22によって中間周波数信号に変換された後、周波数変換部23で局部発振器24からの局部発振信号に基づいてベースバンド信号に変換される。このベースバンド信号はコリレータ25によって相関がとられ、分配器26で分配され、ラッチコントローラ29からの信号に基づいてラッチ部27, 28にラッチされる。そのラッチ出力

は差動部30で差動分が抽出され、判別部31によって判別されて復調される。ここで、前述の具体例によれば、ラッチ部27, 28に2チップ, 3チップでラッチされることになる。このようにすることにより、遅延多重した通信システムにおいて、多重した信号を復調することができ、高速のデータ通信を行なうことができる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】上述の図1および図2に示した例を用いることにより、限られた帯域で高速伝送が可能になるものの、誤り率特性が劣化するという欠点がある。これについて以下に詳細に説明する。

【0011】バーカ符号は、11チップで構成されるので、単一の多重しない信号を考えた場合、相関をとると、相関スパイクにおける相関値は11を得ることができる。ここで、相関スパイクとは、スペクトル拡散において相関がとれたときの相関信号やタイミングをいう。しかし、遅延多重した場合は、この相関値にばらつきが生じてしまう問題点がある。その理由について図3を参照しながら説明する。図3はデジタル値としてバーカ符号の1に1を与え、0に-1を与えて、任意のデータを乗算し、5多重して相関を取り、それぞれの相関スパイク時点での相関値の絶対値を示したものであり、横軸が時間列を示し、縦軸が相関スパイクでの相関値を示している。図3から明らかなように、本来11の相関値を得るはずのものが、7, 9, 11, 13, 15の5値をとっていることがわかる。この理由について説明する。

【0012】図4はバーカ符号の自己相関特性を示す図である。ここで、データのとり方として、(1, 1), (-1, -1), (1, -1), (-1, 1)の4通りが考えられる。この場合、各々の違った自己相関値を示す。なお、ここでEVENとは偶相関のことで、ODDとは奇相関のことである。遅延多重する場合を考えると、拡散して多重するが、スペクトル拡散においては線形和が保たれるので、多重した信号を逆拡散した場合、各々の相関値も線形和となっている。すなわち、多重した場合、各々の自己相関の線形和が相関器出力として得ることができることになる。つまり、自己相関のサイドローブと呼ばれる11または-11以外の相関のとれていないところが悪影響を及ぼす。

【0013】図5はその例を示す図である。図5(a)～(e)がそれぞれの本来得られる相関出力とする。それぞれは2または3チップずつ遅延している。そして、その線形和した信号を合計として示したのが図5(f)である。したがって、遅延多重した場合の復調器における信号は、この信号に相当する。この結果として、相関スパイク時の信号が7, 9, 11, 13, 15（絶対値）となることがわかる。

【0014】図6は上述のごとく相関値がばらついた場合に、QPSK変調を用いたときの信号点分布を示す図である。これは逆拡散後の信号点を示し、Q軸とI軸の

に示したものであり、そのうちの第1象限のみを示している。

【0015】本来、11の相関値であれば、二重丸の点に信号がくるはずであるが、先ほどの説明のように、提案された例では、図6に示すように広く信号点が広がることになってしまう。このときの広がりには39.96°になる。

【0016】さて、位相変調を復調する場合において、データの判別は、その位相角によって行なわれる。たとえば、QPSKにおいては、その位相角が0-90°のときにはデータは(1, 1)、90-180°のときには、データは(-1, 1)…と判断する。したがって、本来、信号点は(1, 1)のときには、45°の点に信号があるので、雑音に対する余裕度 $\Delta\theta$ は+45°から-45°までとなる。しかし、先ほどの提案した例において多重した場合、たとえば(15, 7)の相関出力の信号点の場合、その角度は25.02°に信号点があることになり、雑音に対する余裕度 $\Delta\theta$ は一側が-25.2°となり、特性の劣化を引き起こしていた。図1に示した例では、DQPSK方式を用いているので、差動後の角度広がりには39.96×2=79.92°となり、角度余裕度がさらに小さくなってしまう。

【0017】図7はその状態における誤り率の劣化を示す図である。このときの劣化は、たとえばBER=10E-4で(17, 2-3, 4)=13.8dBになる。このうち、7dB分は1信号当りの電力が1/5になった分であるので、信号点が広がった、すなわち、相関出力が自己相関による劣化によって7-15に変化したことによる劣化は6.8dBである。このように、前述の提案した例における遅延多重方式は、高速伝送が可能になるものの、誤り率が劣化するという問題点があった。

【0018】それゆえに、この発明の主たる目的は、高速伝送が可能であってしかも誤り率の少ないスペクトル拡散通信受信方法を提供することである。

【0019】

【課題を解決するための手段】請求項1に係る発明は、直接拡散をするスペクトル拡散通信において、同一の拡散符号で拡散した信号を任意の数チップずつ遅延多重して送信するシステムであって、その拡散符号は自己相関のサイドローブが奇相関、偶相関にかかわらず、前データまたは後データの一方の値により一義的に決まる符号を用いるシステムにおいて、キャンセルを施す相関を中心として、その前後に各々(多重数-1)分のデータタイミングの相関を保持し、前データ、後データの選択を行なって一義的に決まる前データ、後データの相関値を選択して加算し、拡散率にて除算し、キャンセルを施す相関値に加減算することによって、自己相関のサイドローブをキャンセルするように構成される。

【0020】請求項2に係る発明は、請求項1の相関値を多重数分だけブロック化し、ブロック化したデータの

1つにキャンセルを施す場合において、それ以外の前データ、後データの組合せがすべてブロック内のデータで処理できるように遅延量を制御し、相関の保持はブロック分だけ保持し、その相関値の中からキャンセルを施す信号以外の相関値を選択して加算し、拡散率にて除算し、キャンセルを施す相関値に加減算することによって、自己相関のサイドローブをキャンセルする。

【0021】請求項3に係る発明では、バーカ符号を用いる場合に自己相関のサイドローブが相関のキャンセルに用いる基準となる信号に異符号になる11チップの符号を用いるときには、除算する値はk多重の場合には11-k+2で除算し、自己相関のサイドローブが相関のキャンセルに用いる基準となる信号に同符号になる13チップの符号を用いる場合には、除算する値はk多重のときには13+k-2で除算することによって、キャンセル符号の相関値が一定値となり、さらに特性を向上できる。

【0022】請求項4に係る発明では、請求項1または2の発明において、PDIを用いて復調する場合において、PDIに用いる復調タイミングにおいても、自己相関のサイドローブをキャンセルするために、キャンセルを施すPDIに対応する相関を中心として、前記その前後に各々(多重数)分のデータタイミングの相関を保持し、前データ、後データの選択を行なって、一義的に決まる前データ、後データの相関値を選択して加算し、拡散率にて除算し、キャンセルを施すPDIのタイミングの相関値に加減算することによって、自己相関のサイドローブをキャンセルすることにより、PDI時の特性を向上できる。

【0023】請求項5に係る発明では、請求項1の相関値を多重数分だけブロック化し、ブロック化したデータの1つにキャンセルを施す場合において、キャンセルされるデータが属するブロックのすべてのデータを加算し、拡散率にて除算し、キャンセルを施す相関値に加算することによって自己相関のサイドローブをキャンセルする。

【0024】請求項6に係る発明では、請求項5の除算はバーカ符号を用いる場合に、自己相関のサイドローブが相関のキャンセルに用いる基準となる信号に異符号になる11チップの符号を用いるときには、除算する値はk多重の場合には11-k+1で除算し、自己相関のサイドローブが相関のキャンセルに用いる基準となる信号に同符号になる13チップの符号を用いる場合には、除算する値はk多重のときには13+k-1で除算する。

【0025】請求項7に係る発明では、11チップのバーカ符号を用いる場合には除算する値を8とし、下位3ビットを除去して3ビットずつデータをシフトすることで除算演算し、13チップのバーカ符号を用いる場合には、除算する値を16として、下位4ビットを除去して4ビットずつデータをシフトする

【0026】請求項8に係る発明では、さらに利得を変えて受信信号の振幅レベルを制御し、その出力をデジタル化して量子化し、その相関出力を用いて利得制御し、その基準とする相関出力には請求項1の自己相関のサイドローブをキャンセルしたキャンセル後の相関出力を用いる。

#### 【0027】

【発明の実施の形態】図8はこの発明の第1の実施の形態の受信系を示す図である。なお、送信系は図1に示したものが用いられる。図8において、アンテナ21で受信した信号は周波数変換部23によって局部発振器24からの局部発振信号に基づいて周波数変換されてベースバンド信号に変換された後、コリレータ25によって相関がとられる。この相関は相関スパイクのタイミングでラッチ部32にラッチされ、その後相関処理部33によって自己相関による劣化がキャンセルされ、その相関出力は分配器26に与えられて分配され、ラッチコントローラ29からの制御信号によりラッチ部27、28にラッチされる。ここで、前述の具体例によれば、ラッチ部27、28に2チップまたは3チップでラッチされる。ラッチ部27、28の出力は差動部30によって差動がとられ、その後、判別部31で判別されて復調される。

【0028】図9は図8に示した相関処理部の具体例を示すブロック図である。この図9に示した相関処理部33は5多重している場合の例である。また、図9では1系列しか示していないが、図8に示した例のようにするには2系列必要とされる。

【0029】入力された信号は入力ビット数に応じたシフトレジスタ34に入力され、所望とするデータ復調タイミングの相関スパイクに対して、前後4つずつの相関スパイクが保持される。これらの信号はタイミング発生器36から発生されるタイミング信号に基づいて、セレクト機能付演算器35によって演算される。なお、タイミング発生器36は、入力信号と出力信号のタイミングを、図示していない相関同期回路の信号によって合わせている。

【0030】図10は図9に示したセレクト機能付演算器35の具体的な構成を示す図である。図10において、セレクト機能付演算器35はセクタ351～354と加算器355と除算器356とタイミングコントローラ357とラッチ部358と加減算器359を含む。

【0031】図11は図10に示したセレクト機能付演算部の動作を説明するためのタイミング図である。図11において、求めたい相関スパイクを図11のEの信号とすると、この信号の相関スパイクの値を変化させているサイドローブは、1-4の信号のそれぞれの所望の信号を挟んで4つずつである。すなわち、図11(a)に示す信号のAとF、図11(b)に示す信号のBとG、図11(c)に示す信号のCとH、図11(d)に示す

信号のDとIである。これらの4つの信号の組合せ(EVEN, ODD)によってEのタイミングの自己相関サイドローブ(E1, E2, E3, E4)が決まり、その結果、Eにこれらの信号が加算されて図11(f)に示すE'の信号となる。ここで、各信号E1, E2, E3, E4についてさらに詳細に検討してみる。

【0032】前述のごとく図4にバーカ符号の自己相関特性を示したが、注意深く見てみると、自己相関を決める前後のデータを前データ、後データと呼ぶとすると、相関スパイクのタイミングに対して、偶数チップ後は後データにかかわらず、前データに対して異符号で絶対値が1の自己相関となり、一方、奇数チップに対しては前データにかかわらず、後データに対して異符号で絶対値が1の自己相関特性となる。

【0033】これを信号E1について考えてみると、E1はAの相関スパイクから偶数チップ(8チップ)後の信号であるので、Aのデータに対して異符号であり-1となる。また、信号E2について考えてみると、E2はBの相関スパイクから偶数チップ(6チップ)後の信号であるので、Bのデータに対して異符号であり-1となる。これをE3について考えてみると、E3はCの相関スパイクから偶数チップ後の信号であるので、Cのデータに対して異符号であり-1となる。これをE4について考えてみると、E4はDの相関スパイクから偶数チップ後の信号であるので、Dのデータに対して異符号であり-1となる。

【0034】これらのことから、E'の信号をEに戻すには、E'からE1, E2, E3, E4を引くこと、すなわち、A, B, C, Dの異符号成分で、 $1/11$ の値を引けばよいことになる。このことは、A, B, C, Dを加算したものに $1/11$ の処理をしてE'を加えたことに等しい。

【0035】再び図10を参照して、セクタ351にはAとF、セクタ352にはBとG、セクタ353にはCとH、セクタ354にはDとIの信号が入力されている。前述の例では、セクタ351～354は信号A, B, C, Dを選ぶことになる。その後、信号A, B, C, Dは加算器355によって加算され、その後除算器356によって $1/11$ の除算が行なわれ、その信号が加減算器359によってE'に加算される処理が行なわれ、その後ラッチ部358にラッチされて出力される。

【0036】図11に示した例では、すべて2チップずつのずれであったために、すべて前データを使えばよかったが、これが奇数チップである場合には、後データを使うことになる。たとえば、基準をFにとれば、BとFは9チップ離れているので、後データつまりGを使えばよいことになる。このように、前データを使うか、後データを使うかは、求めたいデータとその前後の重なっている各々4つ分のデータとの遅延関係に依存している。

【0037】図12は図10に示したセレクトを切替えるタイミングの決め方を示したフローチャートである。図12において、まず $N=0$ に初期化し、その後 $N+1$ し、相関スパイク位置判別処理で奇数チップであるかあるいは偶数チップかを判別し、次の処理で前データを使うか後データを使うかを決定し、これにより各セレクト351~354をいずれに合わせればよいかを決定する。これを全セレクト分決めてからセレクトを切替える動作が行なわれる。

【0038】このタイミングは、外部からのタイミング発生器によって、現在の受信データの遅延多重処理により行なう。この遅延多重情報は、多重数、遅延量をシステムで一義的に決めることによって偶数チップの遅延かあるいは奇数チップの遅延であるかによって決まってくる。また、セレクト351~354の決定は図12に示すフローチャートで示したが、実際には毎回判別処理などをする必要がなく、たとえば5多重時の遅延量はシステムで決めた固定値になるので、順次繰返しで決められた順序でセレクト351~354を切替えるような回路が实际的である。

【0039】図13は前述のごとく処理したときの相関スパイクの相関出力の絶対値を示す図である。この図13から明らかなように、前述の図3に示した例に比べて11に近づくことがわかる。ここで、完全に11になっていないのは、前後のデータの加算に用いたデータが、実際にはA、B、C、Dではなく、 $A'$ 、 $B'$ 、 $C'$ 、 $D'$ であり、これ自体も11から変化していることによる誤差が含まれているためである。次に、この発明をDQPSKに適用した場合について説明する。

【0040】図14はこの発明の説明に用いる位相面上のベクトルを示す図であり、図15は多重時のベクトル変化を示した図である。

【0041】自己相関のサイドローブによる影響がないと仮定すると、データは図14に示すように、各ベクトルA、B、C、D、Eで表わされる。実際は自己相関のサイドローブがあるために図15に示すようになる。ここで、前提条件として、前述の例のように前データのみが影響する偶数チップに遅延している場合を考える。また、簡単のためベクトルA、B、C、Dは11の出力を得ていて、各々が変化していることは無視するものとする。各ベクトルA、B、C、Dにより、自己相関のサイドローブにより発生するベクトルはEA、EB、EC、EDであり、これとEの合成ベクトルとなり、 $E'$ のベクトルとして現われる。

【0042】ここで、I、Q軸に対して、各々Aは(1, 1)、B、C、Dは(-1, 1)の信号であるので、そのサイドローブにより発生するベクトルも(-1, -1)、(1, -1)となる。このことから、図8に示すように、I、Qを独立して演算することができ、その結果のI、Q成分の独立した演算でベクトル

$E'$ をベクトルEに戻せることがわかる。

【0043】図16はこの発明の一実施形態における位相面上のベクトルを示した図であり、位相面が傾いている場合のベクトル図であり、図17は位相面が傾いている場合の多重時のベクトル変化を示した図であって、図16は図14に相当し、図17は図15に相当する。これは非同期システムで受信した場合に位相面が傾いているときのものである。

【0044】図16および図17に示した例において、信号の軸は傾いているものの、ベクトルとして考えると、やはりA、B、C、Dと同一軸上にあることがわかる。ベクトルの演算において、同一軸上であれば、I、Q別々に1/11にして異符号化すれば、各ベクトルEA、EB、EC、EDになることから、図8~図10の回路において、自己相関のサイドローブの影響をキャンセルできることがわかる。

【0045】図18はこの発明の一実施形態の誤り率の改善を示した図である。この図18は、DQPSKのシステムにおいて、提案された例とこの発明を用いたときの違いをシミュレーションにより求めたものである。横軸は $C/N$ で、縦軸は誤り率を示している。この発明の一実施形態を用いることにより、 $BER=1.0 \times 10^{-4}$ 付近で6dB改善していることがわかる。また、今回の実施形態においては、自己相関のサイドローブが前データまたは後データの一方のみで決まることを利用して処理している。しかし、自己相関のサイドローブ一方のみで決まらない場合、すなわち、前データと後データの組合せによって決まる場合を考える。Aのベクトルに対して、Fのベクトルが後データとすると、Fのベクトルのとり得る場合4つ各々に対して、キャンセルすべきベクトルが異なってくるので、そのベクトルを求める必要がある。その場合、ベクトルはAベクトルの軸上にのらないこともあるので、A、Fのベクトルから演算してキャンセルすべきベクトルを求める必要がある。これは非同期システムのように信号の軸が不明な場合には、さらに軸を推定して求めなくてはならないので、さらに困難となる。

【0046】また、雑音により軸が分散を持つ場合も、同様に演算は困難となる。しかし、この発明の一実施形態においては、Aの軸上の演算だけでよく、図8~図10の回路で実現でき、回路は簡単となる。

【0047】上述のごとく、この発明の一実施形態を用いることによって、自己相関のサイドローブの影響による信号振幅の変化を減ずることができ、誤り率を飛躍的に向上できるようになる。また、この発明の一実施形態においては、拡散符号の特性に着目し、前データまたは後データのどちらかを判定して、そのベクトル成分から処理するために重なっている4つのデータの前後を加味してベクトル的に処理する必要がなく、加算するのは受信信号の信号のみでよいので、回路の簡易化が図れる。

また、非同期システムにおいても、前後の受信した信号に対して処理するだけでよいので、軸推定などせずにそのまま適用できるという特徴がある。

【0048】なお、上述の説明は、拡散符号としてバーカ符号の5多重のみについて説明したが、これは他の符号でも他の多重数でも可能である。このときの符号の条件は、自己相関のサイドローブが前データまたは後データによって一義的に決まればよい。これはバーカ符号のようにサイドローブすべての遅延量にわたって前データ、後データによって決まる必要がなく、前データ、後データのみにによって決まる位置に遅延した信号の相関スパイクがくるようにすればよい。この例を15チップで構成されるm系列を用いて説明する。

【0049】図19は15チップのm系列の自己相関を示す図である。この図19に示した符号は(111101011001000)で表わされる。図19も同じように見ると、5チップ目については、後データと異符号で大きさが1となり、10チップ目については前データと異符号で大きさが1となる。

【0050】図20はm系列の信号を遅延して多重したときの相関値を数値で示したものであり、図5のような相関出力を数値として示したものである。各々の相関スパイクである15または-15のときには、多重している信号は1または-1であり、前データ、後データから一義的に符号が決まることから、この発明を使えることがわかる。このように、この発明においては、上述の条件を満たす符号において幅広く応用できることがわかる。また、前述の例では、異符号になっていたが、次に同符号の例を示す。この例として13チップのバーカ符号を例に示す。13チップのバーカ符号は、(1, 0, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 1)で示される。

【0051】図21は13チップのバーカ符号の自己相関を示した図である。図21において、相関スパイクのタイミングに対して、偶数チップ符号は、後データにかかわらず、前データに対して同符号で絶対値が1の自己相関となり、一方、奇数チップに対しては前データにかかわらず、後データに対して同符号で絶対値が1の自己相関特性となる。このことから、前述の例とは反対に減算すればよいことがわかる。このとき、図10に示した加減算器は減算動作となる。

【0052】次に、この発明の第2の実施形態について説明する。その例として、先ほどと同様に11チップのバーカ符号を用いて5多重する場合を考える。

【0053】図22はこの発明の第2実施形態における相関処理部のブロック図である。まず、回路構成を説明する前に、遅延量を2, 2, 2, 2, 3とした場合の自己相関のキャンセルに用いるデータについて検討する。

図11において、F'のキャンセルに用いるのはG', H', I', J'のデータであり、G'のキャンセルに

用いるのはF', H', I', J'のデータであり、H'のキャンセルに用いるのはF', G', I', J'のデータである。

【0054】一方、I'のキャンセルに用いるのはF', G', H', J'のデータであり、J'のキャンセルに用いるのはF', G', H', I'のデータである。つまり、F', G', H', I', J'の5つのデータを1ブロックとして各々必要とする信号に対して、それを除いた4つを用いればよいことになる。したがって、回路構成は5データ分しか必要としないので、図9に比べて図22に示すように5データ分のデータをシフトする回路構成でよくなる。すなわち、図22に示したように、相関処理部43は5ビットのシフトレジスタ44とラッチ回路45スイッチ45とセレクト機能付演算器46、タイミング発生器47とから構成される。

【0055】図23は図22に示したセレクト機能付演算器46の内部構成を示す図である。図23において、入力された5つの信号は、それぞれスイッチ451~455に入力される。ここでは、必要とする信号以外の4つの信号はオンにされ、必要とされる信号はオフとして通過しない。その結果、加算器461は、必要とする信号以外の4つの信号を加算する。また、セレクト466には5つの信号が入力され、必要とする信号のみ選ばれる。それ以外の動作は前述の図10と同じである。このように、この実施形態では、前後のデータのすべてをセレクト466で選ぶ必要がなく、1つのブロックとして処理できるようになる。このようにするためには、用いる符号と遅延量を選ぶ必要がある。

【0056】第1の実施形態で説明したように、この発明では、前データ、後データの一方のみ使うことを特徴としている。したがって、ブロック化したデータの1つ目のキャンセルには、残りの多重波の後データを用い、2つ目のデータのキャンセルには、1つ目の前データと残りの後データを使うようにすればよい。このように、順次3つ目、4つ目、…が条件を満たせばよい。たとえば、11チップのバーカ符号であれば、連続した偶数チップの遅延量と1つの奇数チップの遅延量とから構成されればよい。このような条件を満たすことによって、図22および図23に示した回路構成で自己相関のサイドローブをキャンセルできるようになる。

【0057】次に、この発明の第3の実施形態について説明する。11チップのバーカ符号を用いた場合、第1および第2の実施形態では、拡散に用いた符号長11で割ってから加算した。これは、図11に示したように、Aに対してE1が1/11だったからである。しかし、現実の回路においては、図10に示すように、相関出力であるA'から演算するので、図13のように完全には11に戻らず、残留成分が存在した。

【0058】そこで、変化した相関値とそれ以外のデータの加算値について注目する。前述の図13のA'を

た場合を考えると、相関値は7, 9, 11, 13, 15と、-7, -9, -11, -13, -15をとる。このときのそれ以外の4つの加算値は、各々28, 12, -4, -20, -36と、-28, -12, 4, 20, 36となる。このことから、各々は等差の値でその差は16であることがわかる。したがって、データ2の変化に対して、-16の変化であるので、8で割ると、すべて同一の値に収束することがわかる。したがって、前述の5多重の例では、11で割る代わりに、8で割ることによってすべてが10.5の値に集約することになる。

【0059】これを数学的に説明すると、バーカ符号の自己相関のサイドローブは、連続する相関スパイクの相関値を $Cor_k$ ,  $Cor_{k+1}$ とすると、次式で表わされる。

【0060】

【数1】

$$\begin{aligned} cor(\tau) &= \int_0^T (a(t-\tau)c(t-\tau))c(t)dt \\ &= -\frac{1}{11} Cor_k \quad [\tau = (2j+2)T_c] \\ &= -\frac{1}{11} Cor_{k+1} \quad [\tau = (2j+1)T_c] \\ [j=1,2,3,4] \end{aligned}$$

【0061】したがって、5多重した信号において、各遅延時間差が2, 2, 2, 2, 3であることから、干渉を受けた1~5系列の相関スパイク値は、次式となる。

【0062】

【数2】

$$Cor'_{i,k} = Cor_{i,k} - \frac{1}{11} \sum_{m=1, \neq l}^5 Cor_{m,k}$$

【0063】ここで、 $Cor_{1,k}$ は、本来の相関スパイク値である。したがって、この実施形態のように8で割ると、次式となる。

【0064】

【数3】

10

20

30

40

$$\begin{aligned} Cor''_{i,k} &= Cor'_{i,k} + \frac{1}{8} \sum_{m=1, \neq l}^5 Cor'_{m,k} \\ &= Cor_{i,k} - \frac{1}{11} \sum_{m=1, \neq l}^5 Cor_{m,k} \\ &\quad + \frac{1}{8} \left( \sum_{m=1, \neq l}^5 \left( Cor_{m,k} - \frac{1}{11} \sum_{n=1, \neq m}^5 Cor_{n,k} \right) \right) \\ &= Cor_{i,k} - \frac{1}{11} \sum_{m=1, \neq l}^5 Cor_{m,k} + \frac{1}{8} \sum_{m=1, \neq l}^5 Cor_{m,k} \\ &\quad - \frac{1}{88} \left( 4Cor_{i,k} + 3 \sum_{m=1, \neq l}^5 Cor_{m,k} \right) \\ &= Cor_{i,k} - \frac{1}{11} \sum_{m=1, \neq l}^5 Cor_{m,k} \\ &\quad + \frac{1}{88} \left( -4Cor_{i,k} + 8 \sum_{m=1, \neq l}^5 Cor_{m,k} \right) \\ &= \frac{21}{22} Cor_{i,k} \end{aligned}$$

【0065】この結果、10.5になることがわかる。これは順同期方式にも適用できる。順同期方式においては、送受信間の周波数は、ほぼ一致しているものの位相までは一致していないため、受信機におけるI, Q軸に対して、受信信号のベクトルのとる位相は不定である。このときの受信信号にホワイトノイズが重畳している場合について考える。

【0066】図24は受信信号にホワイトノイズが重畳している場合のベクトルを示す図である。このときの受信信号をベクトルで示すと、送信位相に対して位相が $\theta$ ずれ、本来の自己相関信号のベクトルと、ホワイトノイズベクトルと、多重している残りの4波のサイドローブベクトルのベクトル和となる。サイドローブベクトルは、ブロック化した4波の自己相関成分の1/11である。

【0067】このとき、加算するのは、前後の4つの受信信号ベクトルであるので、各々にノイズを含んだものとなっている。位相のずれを $\theta$ とすると、順同期方式により、I相、Q相の相関器に出力される信号は次式のようになる。

【0068】

【数4】

$$Cor'_{i,l,k} = Cor'_{i,l,k} \cos \theta - Cor'_{Q,l,k} \sin \theta + n_{i,l,k} \quad (I \text{ 相})$$

$$Cor'_{q,l,k} = Cor'_{i,l,k} \sin \theta + Cor'_{Q,l,k} \cos \theta + n_{q,l,k} \quad (Q \text{ 相})$$

$$[Cor'_{i,l,k} = Cor_{i,l,k} - \frac{1}{11} \sum_{m=1, \neq l}^5 Cor_{i,m,k}]$$

$$[Cor'_{Q,l,k} = Cor_{Q,l,k} - \frac{1}{11} \sum_{m=1, \neq l}^5 Cor_{Q,m,k}]$$

【0069】これを用いて、この発明における相関改善方法を各々、I相、Q相独立に処理を施す。

【0070】

【数5】

$$\begin{aligned} Cor''_{i,l,k} &= (Cor'_{i,l,k} \cos \theta - Cor'_{Q,l,k} \sin \theta + n_{i,l,k}) \\ &\quad + \frac{1}{8} \sum_{m=1, \neq l}^5 (Cor'_{i,m,k} \cos \theta - Cor'_{Q,m,k} \sin \theta + n_{i,m,k}) \\ &= \left( Cor'_{i,l,k} + \frac{1}{8} \sum_{m=1, \neq l}^5 Cor'_{i,m,k} \right) \cos \theta \\ &\quad - \left( Cor'_{Q,l,k} + \frac{1}{8} \sum_{m=1, \neq l}^5 Cor'_{Q,m,k} \right) \sin \theta \\ &\quad + n_{i,l,k} + \frac{1}{8} \sum_{m=1, \neq l}^5 (n_{i,m,k}) \\ &= \frac{21}{22} (Cor_{i,l,k} \cos \theta - Cor_{Q,l,k} \sin \theta) + n_{i,l,k} + \frac{1}{8} \sum_{m=1, \neq l}^5 (n_{i,m,k}) \end{aligned}$$

【0071】同様に

【数6】

【0072】

$$\begin{aligned} Cor''_{q,l,k} &= \frac{21}{22} (Cor_{i,l,k} \sin \theta + Cor_{Q,l,k} \cos \theta) + n_{q,l,k} + \frac{1}{8} \sum_{m=1, \neq l}^5 (n_{q,m,k}) \\ \therefore Cor''_{i,l,k} &= \frac{21}{22} Cor_{i,l,k} + n_{i,l,k} + \frac{1}{8} \sum_{m=1, \neq l}^5 (n_{i,m,k}) \\ \therefore Cor''_{q,l,k} &= \frac{21}{22} Cor_{q,l,k} + n_{q,l,k} + \frac{1}{8} \sum_{m=1, \neq l}^5 (n_{q,m,k}) \end{aligned}$$

【0073】この結果、値は10.5となり、干渉となる多重波の自己相関のサイドローブが順同期復調方式においても完全に除去できることがわかる。

【0074】図25はこの第3の実施形態における相関スパイクの相関値の絶対値を示したものであり、図13に対応しており、すべて10.5になっていることがわかる。その結果、キャンセル後の位相は、第1の実施形態ではまだばらつきが残っていたものが1点になることになり、位相誤差を小さくすることができる。その結果を図26に示す。この図26は図18に対応するものであり、この第3の実施形態を用いることによってさらに誤り率が改善していることがわかる。このように、第3の実施形態では、11の代わりに8で割ることによって、さらに誤り率を改善できる特徴がある。

【0075】なお、上述の説明では、5多重のみ説明し

たが、これが4多重のときには、-18の等差となり、9で割ればよいことになる。同様に、3多重、2多重のときには、各々10、11で割れば、すべて1つの位相に集約する。

40 【0076】次に、13チップのバーカ符号を用いた場合について考える。ここで、6多重した場合を考えると、相関値は8、10、12、14、16、18と、-8、-10、-12、-14、-16、-18をとる。このときのそれ以外の5つの加算値は各々-80、-46、-12、22、56、90と、80、46、12、-22、-56、-90となる。このことから、各々は等差の値でその差は34であることがわかる。したがって、データ2の変化に対して34の変化であるので、17で割るとすべて同一の値に収束することがわかる。したがって、6多重の例では13で割る代わりに17

で割ることによってすべてが12、7の値に集約することになる。また、これが5多重のときには、16で割ればよく、同様に4多重、3多重、2多重のときには、各々15、14、13で割れば、すべて1つの位相に集約する。このように、11値のバーカ符号のように異符号に自己相関のサイドローブが発生する場合は、多重数が増えるごとに割る数を1ずつ減らし、一方、13チップのバーカ符号のように同符号に自己相関のサイドローブが発生する場合は、多重数が増えるごとに割る数を1ずつ増やしていけばよい。

【0077】次に、この発明の第4の実施形態として、スペクトル拡散において、PDIと呼ばれる技術が用いられる場合への適用例について説明する。

【0078】図27はPDI回路の構成を示す図であって、“スペクトル拡散通信システム”横山光雄著・科学技術出版社に記載されたものである。図27において、受信信号は整合フィルタ51に入力され、その出力には到来時間と信号強度に応じて複数のピークを持つパルス列が現われる。これらのパルス列はトランスバーサルフィルタ52に入力される。このトランスバーサルフィルタ52の遅延線の時間長は最大の遅延広がりに合わせている。トランスバーサルフィルタ52の出力と制御フィルタ51の出力は乗算器53に与えられて乗算され、同期検波が行なわれる。この乗算により、パルス列のピーク値が強調され、低レベルの雑音成分が弱められる。乗算器53の出力は積分器54に与えられ、 $T_M$ の時間積分されて、遅延広がりでも時間的に分散している信号が寄せ集められる。この操作によって、ダイバーシティが実現される。そして、判定回路55によって信号成分が判定される。このように、PDI技術においては、遅延波によって広がった信号をすべて復調に使う技術であり、フェージング状況下での誤り率を改善できるという特徴がある。

【0079】図28はPDIの説明のための相関出力を示す図である。図28の点線で示す理想的な状態で、遅延波のない状態の相関波形を示したものであり、これに遅延波が1波加わった場合の状態を図29に示す。図29において、aが元の相関波形であり、bが遅延波であり、cが合成した波形である。本来のPDIでは、図27に示したように、積分器54で積分するが、ここでは簡易のために2つのサンプル点での信号を復調に用いるとすると、図29(1)で元の信号が復調され、(2)で遅延波成分を復調でき、PDIを使うことでPDIを使わない単一の場合に比べて性能が向上することがわかる。

【0080】そこで、今回の多重した場合について考える。この場合、実際の相関出力は図27の実線のようになり、点線の理想状態から変化している。これは、自己相関のサイドローブが相関スパイク以外のところでも影響しているためである。

【0081】図30はPDIの説明のための相関出力を示したものであって、自己相関のサイドローブの影響で変化している様子を示したものである。図30に示すbの相関のときにaの相関が0でないために合成した出力cは(1)のサンプル点でも、(2)のサンプル点でも元の出力から下がってしまう。誤り率はこの出力の信号成分と雑音成分の比(C/N比)で決まってくるために、誤り率が劣化するという問題が生じていた。

【0082】これを解決するには、この発明における自己相関のサイドローブをキャンセル手法を元の相関スパイクだけでなく、PDIで用いる遅延波の相関スパイクの点においても用いばよい。

【0083】図31はこの発明をPDI受信機に適用した例を示すブロック図である。この図31は以下の点を除いて前述の図8と同じである。すなわち、コリレータ25の出力が遅延波のタイミングでPDI用ラッチ部61にラッチされ、このPDI用ラッチ部61の出力がPDI用相関処理部62に入力され、ラッチ部32にラッチされていた相関スパイクの相関出力信号もPDI用相関処理部62に与えられ、相関処理部33からタイミング信号がPDI用相関処理部62に与えられる。PDI用相関処理部62の出力と相関処理部33の出力は合成部63によって合成され、分配器20に与えられる。さらに、差動部30の出力にはPDI部64が設けられ、PDI処理された後判別部31に与えられる。

【0084】図32は図31に示したPDI用相関処理部の構成を示すブロック図である。PDI用相関処理部62はシフトレジスタ621、622とセレクト機能付演算器623とから構成される。

【0085】PDIは遅延波の相関スパイクのタイミングでのキャンセルを行なう必要があるが、その影響を及ぼしているのは元の相関スパイクタイミングでの信号のサイドローブと、遅延波自体の自己相関のサイドローブである。したがって、キャンセルの基準とするものは、元の相関スパイクタイミングでの相関信号とPDI用の遅延波の相関スパイクのタイミングと2つある。この場合、PDI用の遅延波の相関スパイクから受けるサイドローブは、前記相関スパイクのサイドローブのキャンセルの仕方と全く同一である。つまり、遅延波を中心とした遅延波のタイミングでラッチした信号の前後各々(k-1)個の遅延波の相関スパイクからキャンセルする。

【0086】一方、元の相関スパイクのキャンセルの場合、前述の図4を例にとると、奇数遅延後は後データに依存し、偶数遅延後は前データに依存する。このことから、PDIタイミングにおいて影響を及ぼしている元の信号が奇数遅延後か、偶数遅延後かを判断し、セレクトを切替えることによって、PDIタイミングにおいてキャンセルすることができるようになる。

【0087】なお、この場合、第1の実施形態と異なるのは、キャンセルを施す相関スパイクの前後の各々

に対してのみ加算するのではなく、すべての多重信号（5多重なら5）について加算することである。これは、PDIがそれ自身の元となる関連スパイクの信号自身のサイドロープの影響を受けているためである。

【0088】その結果、PDI用関連処理部62では、図32に示すように、遅延波の信号の関連スパイクを $2(k-1)+1$ だけシフトレジスタ621で保持し、元の関連スパイク $2k$ をシフトレジスタ622で保持する。

【0089】図33は図32に示したセレクト機能付演算器の構成を示すブロック図である。図33に示すように、セレクト機能付演算器623は遅延波用演算器624と元の関連スパイクのサイドロープのためのサイドロープ用演算器625を含む。遅延波用演算器624は前述の図10と同じである。このように構成することによって、遅延波の自己相関のキャンセルを行なってから、元の信号のサイドロープをキャンセルできる。

【0090】なお、図33には、2つの演算器624と625を別々に示したが、実際の処理には一体化することで、タイミングコントロール、加減算器、ラッチ回路の共通を図ることができる。また、回路の小型化のために、どちらかの演算器だけ用いても性能を向上できる。さらに、PDIに使う遅延波が2波以上の場合には、その数だけ遅延波用の回路を用意すればよい。

【0091】図35は関連処理部の他の例を示すブロック図である。図35において、Dタイプフリップフロップ100～108がシリアルに接続されてシフトレジスタが構成され、Dタイプフリップフロップ100の出力とDタイプフリップフロップ105の出力がセクタ112に入力され、Dタイプフリップフロップ101の出力とDタイプフリップフロップ106の出力とがデータセクタ111に入力され、Dタイプフリップフロップ102の出力とDタイプフリップフロップ107の出力とがデータセクタ112に入力され、Dタイプフリップフロップ103の出力とDタイプフリップフロップ108の出力とがデータセクタ113に入力される。データセクタ110と111の選択出力は加算器120で加算され、データセクタ112の選択出力とデータセクタ113の選択出力が加算器122で加算され、加算器120の加算出力と加算器122の加算出力とが加算器121で加算される。加算器121の加算出力は除算器130によって除算され、その除算結果とDタイプフリップフロップ104の出力とが加算器123によって加算される。

【0092】図36は図35の関連処理部を動作させるためのクロック信号を示すタイムチャートである。特に、図36(a)はシステムクロック信号CLKであって、(b)はブロックを構成するデータの先頭を示すBCLK信号であり、(c)は相関を示すSCLK信号である。

【0093】次に、図35の動作について5多重を例にして説明する。5多重の場合、図36(c)に示すように、相関を示すSCLK信号としてBCLK信号が出力される間に5個のパルスが出力される。遅延チップ数の組合せは、(2, 2, 2, 2, 3)とする。最初の2チップ遅延のデータがDタイプフリップフロップ104に入力されたとき、すなわちブロックの先頭を示すBCLK信号がアクティブになったとき、データセクタ110～113の制御信号がリセットされ、各セクタ110～113の入力側がすべてに接続される。次の相関信号でセクタ110が側に切換えられ、次の相関信号でセクタ111が側に切換えられる。さらに次の相関信号でセクタ112が側に切換えられ、次の相関信号でセクタ113が側に切換えられる。この時点で1つのブロックが終了し、セクタ110～113は側に接続される。次の相関信号が入力される時には、BCLK信号もアクティブになるので、セクタ110～113はすべてに接続される。この繰返しによって、自己相関部がキャンセルされる。

【0094】しかしながら、図35に示した例では、 $n$ ビットのデータセクタが必要となり、相関のパターンでセクタ110～113を切換えなければならない。

【0095】次に、図35の構成を簡略化した実施形態について説明する。図37は関連処理部のさらに他の例を示すブロック図である。図37に示した実施形態は、ブロックを構成するすべてのデータを加算し、同一のブロックの間は復調したいデータにその加算合計を適当な値で除算したものを加えるものである。

【0096】図37によって、Dタイプフリップフロップ200～205がそれぞれシリアルに接続され、Dタイプフリップフロップ203の出力とDタイプフリップフロップ204の出力が加算器223で加算され、加算器223の加算出力とDタイプフリップフロップ202の出力が加算器222で加算される。加算器222の加算出力とDタイプフリップフロップ201の出力が加算器221で加算され、加算器221の加算出力とDタイプフリップフロップ200の出力が加算器220で加算される。加算器220の加算出力は除算器230によって除算され、その除算出力がDタイプフリップフロップ206にラッチされ、このラッチ出力とDタイプフリップフロップ205の出力とが加算器224で加算されて出力される。

【0097】BCLK信号がアクティブになったとき、加算器220～223はそれぞれDタイプフリップフロップ200～204にラッチされている加算値を加算する。そして、加算器220の加算結果がたとえば拡散符号長により除算器230によって除算され、Dタイプフリップフロップ206にラッチされる。そして、Dタイプフリップフロップ206にラッチされた値が加算器224によ

調したい相関値に加算される。その結果、自己相関のサイドロープがキャンセルされる。そして、再びB S C L K信号がアクティブになったときは、Dタイプフリップフロップ200~204にラッチされているデータが次のブロックのデータになっているので、再び加算結果が更新され、同じ操作を繰返すことになる。これにより、キャンセルに使用するデータを選択する必要がなくなり、図35で示したようなデータセクタ110~113を不要にでき、その制御も必要なくなるようになる。

【0098】ここで、わかりやすくするために実際の復調データについて検証する。たとえば、ノイズなど、自己相関のサイドロープ以外の影響が全くない場合の相関器出力を列挙すると次のようになる。

…、-11、13、-11、-11、13、-9、-9、15、-9、-9、7、7、7、7、7、…

これらをわかりやすくするために、ブロックごとに( )で区切ると、

…、) (-11、13、-11、-11、13、) (-9、-9、15、-9、-9、) (7、7、7、7、7、) (…

といったようになる。ここに記述したデータのサイドロープをキャンセルする要素は次のようになる。

【0099】最初のブロック、すなわち(-11、13、-11、-11、13、)が復調されるとき、図37の加算器220の合計は-7であり、たとえば拡散符号長の11で除算すると、その値は約-0.64となる。これを相関値のそれぞれに加えると、最初のブロックは(-11.64、12.36、-11.64、-11.64、12.36)となる。同様に次のブロックでは加算合計が-21で除算結果は約-1.91である。これを相関値に加えると、(-10.91、-10.91、13.09、-10.91、-10.91)となる。また、次のブロックでは演算後(10.18、10.18、10.18、10.18、10.18)となり、明らかに改善効果の得られることがわかる。

【0100】なお、上述の説明では、除算器230で合計を拡散符号長の11で除算するようにしたが、7で除算すると、キャンセル後のデータはすべてその絶対値が12となり、自己相関のサイドロープの影響を完全に取除くことができる。

【0101】前述の実施形態においては、多重数によって11チップのバーカ符号を用いた場合では、相関値を $11-k+2$ で除算し、13チップのバーカ符号を用いた場合には相関値を $13+k-2$ で除算した。しかし、この除算のための回路の規模が大きくなる恐れがある。たとえば、相関器の出力である各データが8ビットで表わされるときに、仮に多重した他局の干渉を消すために、3つのデータを加算する場合を考える。このとき、加算後のビット数は2ビット増えて10ビットとなる。このビット数のデータを除算する場合  $11-3+2=$

10で除算することになるが、この除算には2つの点で問題がある。

【0102】その1つには、データを10で除算することは、かなりの演算、たとえばCPUによる処理が必要となり、回路規模の増大、高速演算の困難が生じる。もう1つの理由として、正確に算出するには、10ビット以上の演算結果となる。この後にデータ復調の演算を行なうが、その演算がこの除算結果の値をそのまま用いると、多ビット(10ビット以上)で動作するデータ復調部が必要となる。その結果、復調部の回路規模が大きくなってしまふ。これを防ぐためには、10で割った結果を再び四捨五入などの手法によって桁数を8ビットなどに直すなどの処理が必要となる。

【0103】図38は上述の問題を解消する実施形態を示す図である。図38において、加算器250から出力されたkビットの信号は下位3ビットを除いて $k-3$ ビット分が図34に示した加減算器359に入力される。2ビットの演算において、下位1ビットを削ることは2で割ることに等しく、2ビットを削ることは4で割ることに等しい。したがって、3ビット削ることは8で割ることに等しくなる。このように、加算器250を設けることによって、大幅な回路の小型化が可能となる。下位3ビットを削ったことによって、キャンセルの性能は多少劣化するものの、除算演算を大幅に簡易化できるという利点がある。また、13チップのバーカ符号を用いる場合には、4ビット削り、16で割ればよい。

【0104】図39はこの発明のさらに他の実施形態を示す図である。図39において、図示しないアンテナで受信されたスペクトル拡散信号は利得制御増幅器302に与えられ、受信信号の振幅レベルが一定に保たれる。利得制御増幅器302の出力は周波数変換器303、304に与えられ、発振器24からのローカル信号によって周波数変換され、I、Qのベースバンド信号となり、さらにA/D変換器306、307によってデジタルデータとなって相関器308、309に与えられ、相関ピークが検出される。相関器308、309の出力は演算部310によって二乗和の平方根が求められ、相関同期およびラッチ部311に与えられる。相関器308、309の出力も相関同期およびラッチ部311に与えられる。

【0105】データ処理部317は前述のデータ処理を行ない、その出力が比較器313に与えられて最適値と比較される。比較器313の出力はフィルタ315を介してコントロール回路316に与えられ、利得制御増幅器302の利得が制御される。

【0106】この実施形態では、従来7から15までばらついていた相関出力のばらつきが小さくなる、あるいはすべて同一の値に集約することができ、AGCに関わる残留変動を小さくあるいはなくすることができる。

【発明の効果】以上のように、この発明によれば、キャンセルを施す相関を中心として、その前後に各々（多重波-1）分のデータタイミングの相関を保持し、前データ、後データを選択して加算し、拡散率にて除算することによって、サイドローブ成分の逆ベクトル方向を算出できるので、キャンセルを施す相関値に加減算することによって、自己相関のサイドローブをキャンセルできる。その結果、相関出力の位相面での広がり小さくなり、その結果、位相変調する場合において誤り率の改善を図ることができる。

【0108】また、データ処理をすべてブロック外のデータで処理できるようにすることによって、ブロック処理できる利点がある。

【0109】また、バーカ符号を用いる場合に、11チップの符号を用いるときには除算する値は $k$ 多重の場合には $11-k+2$ で除算し、13チップの符号を用いる場合には除算する値は $k$ 多重の場合には $13+k-2$ で除算することにより、キャンセル後の相関値が一定値となり、位相広がりなくなり、一点に集中してさらに特性が向上できる。

【0110】PDIを用いて復調する場合には、相関スパイク以外の点でも自己相関のサイドローブをキャンセルすることによって、PDI時の特性を向上できる。

【0111】相関長多重数分だけブロック化し、ブロック化したデータの1つにキャンセルを施すことにより、キャンセルに使用するデータを選択する必要がなく、データセレクトを不要にでき、その制御も不要にできる。

【0112】また、バーカ符号を用いる場合に、11チップの符号を用いるときには除算する値は $k$ 多重の場合には $11-k+1$ で除算し、13チップの符号を用いる場合には除算する値は $k$ 多重のときには $13+k-1$ で除算することにより、キャンセル後の相関値が一定値となり、位相広がりなくなり、一点に集中してさらに特性が向上できる。

【0113】さらに、11チップのバーカ符号を用いる場合には除算する値を8とし、下位3ビットを除去して3ビットずつデータをシフトし、13チップのバーカ符号を用いる場合には、除算する値を16とし、下位4ビットを除去して4ビットずつデータをシフトすることにより、除算回路を大幅に簡易化でき、回路規模の小小型化、低消費電力化を実現できる。

【0114】さらに、相関出力を用いて利得を可変して受信信号の振幅レベルを制御することにより、残留誤差を小さくすることができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本願発明者らが先に提案したスペクトル拡散通信方式の送信機を示すブロック図である。

【図2】本願発明者らが先に提案したスペクトル拡散通信方式の受信機のブロック図である。

【図3】図2に示した受信機における相関スパイクの相

関出力の絶対値を示した図である。

【図4】バーカ符号の自己相関の値を示す図である。

【図5】多重時における相関出力の様子を示す図である。

【図6】多重時の位相面を示す図である。

【図7】誤り率の特性を示す図である。

【図8】この発明の第1の実施形態を示す受信機のブロック図である。

【図9】図8に示した相関処理部のブロック図である。

10 【図10】図9に示したセレクト機能付演算器の具体的なブロック図である。

【図11】この発明の一実施形態における多重時の相関出力の様子を示す図である。

【図12】図10に示したセレクトを切換えるタイミングを説明するためのフローチャートである。

【図13】この発明の第1の実施形態における相関スパイクの相関出力の絶対値を示す図である。

【図14】この発明の第1の実施形態における位相面上のベクトルを示す図である。

20 【図15】この発明の第1の実施形態における位相面上のベクトルを示す図であって、多重時のベクトル変化を示したものである。

【図16】この発明の第1の実施形態に用いる位相面上のベクトルを示した図であって、位相面が傾いている場合のベクトル図である。

【図17】この発明の一実施形態に用いる位相面が傾いている場合の多重時のベクトル変化を示した図である。

【図18】この発明の一実施形態を用いた場合の誤り率の改善を示す図である。

30 【図19】15チップの $m$ 系列の自己相関を示す図である。

【図20】 $m$ 系列の信号を遅延して多重したときの相関値を数値で示した図である。

【図21】13チップのバーカ符号の自己相関を示す図である。

【図22】この発明の第2の実施形態の相関処理部のブロック図である。

【図23】図22に示したセレクト機能付演算器のブロック図である。

40 【図24】受信信号にホワイトノイズが重畳している場合のベクトル図である。

【図25】この発明の第2の実施形態における相関スパイクの相関値の絶対値を示す図である。

【図26】この発明の第2の実施形態における誤り率の改善を示す図である。

【図27】PDIの構成を示すブロック図である。

【図28】PDIの説明に用いる相関出力を示す図である。

【図29】PDIの説明に用いる相関出力を示したものであって、合成したときの相関出力を示す図である。

【図 30】 PDI の説明に用いる相関出力を示したものであって、自己相関のサイドロープの影響で変化している様子を示す図である。

【図 31】 PDI のときのこの発明の実施形態を示すブロック図である。

【図 32】 図 31 における PDI 用相関処理部の構成を示すブロック図である。

【図 33】 図 32 におけるセレクト機能付演算器の構成を示すブロック図である。

【図 34】 図 33 におけるセレクト機能付演算器の構成を示すブロック図である。

【図 35】 この発明の PDI 用相関処理部の他の実施形態を示すブロック図である。

【図 36】 図 35 における PDI 用相関処理部の復調で必要とされるクロック信号のタイミングチャートである。

【図 37】 この発明のさらに他の実施形態における PDI 用相関処理部の構成を示すブロック図である。

【図 38】 この発明の他の実施形態における除算回路を示す図である。

【図 39】 この発明のさらに他の実施形態を示す受信機の AGC 構成を示すブロック図である。

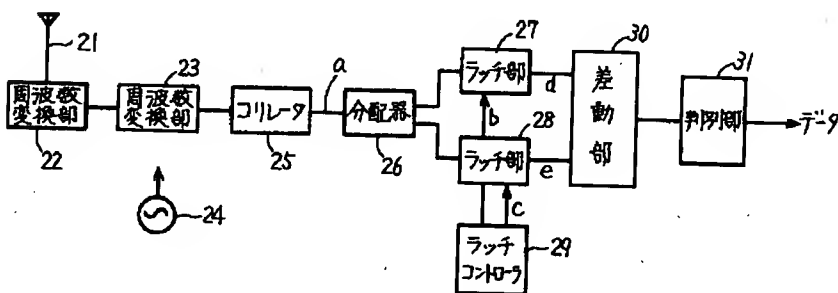
#### 【符号の説明】

- 21 受信アンテナ
- 23, 303, 304 周波数変換部
- 24 局部発振器
- 25 コリレータ
- 26 分配器
- 27, 28, 32 ラッチ部
- 29 ラッチコントローラ

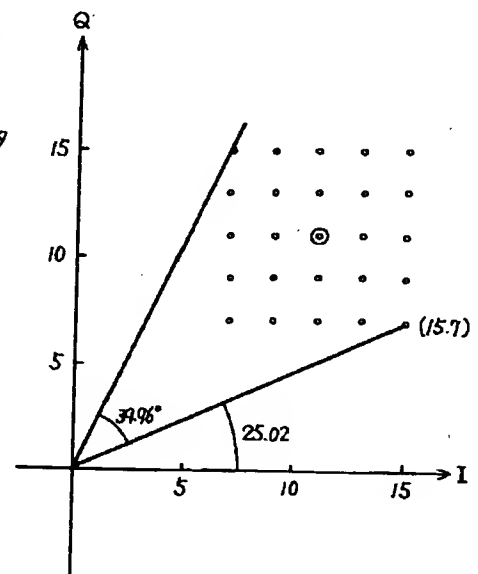
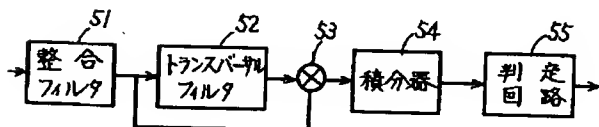
- 30 差動部
- 31 判別部
- 33 相関処理部
- 34 シフトレジスタ
- 35 セレクト機能付演算器
- 36 タイミング発生器
- 51 整合フィルタ
- 52 トランスバーサルフィルタ
- 53 乗算器
- 54 積分器
- 55 判定回路
- 61 PDI ラッチ部
- 62 PDI 相関処理部
- 63 合成部
- 64 PDI 部
- 100~108, 200~206 Dタイプフリップフロップ
- 110~113 データセクタ
- 120~123, 220~223, 250 加算器
- 130, 230 除算器
- 302 利得制御増幅器
- 306, 307 A/D変換器
- 308, 309 相関器
- 310 演算部
- 311 相関同期およびラッチ部
- 313 比較器
- 315 フィルタ
- 316 コントロール回路
- 317 データ処理部

【図 2】

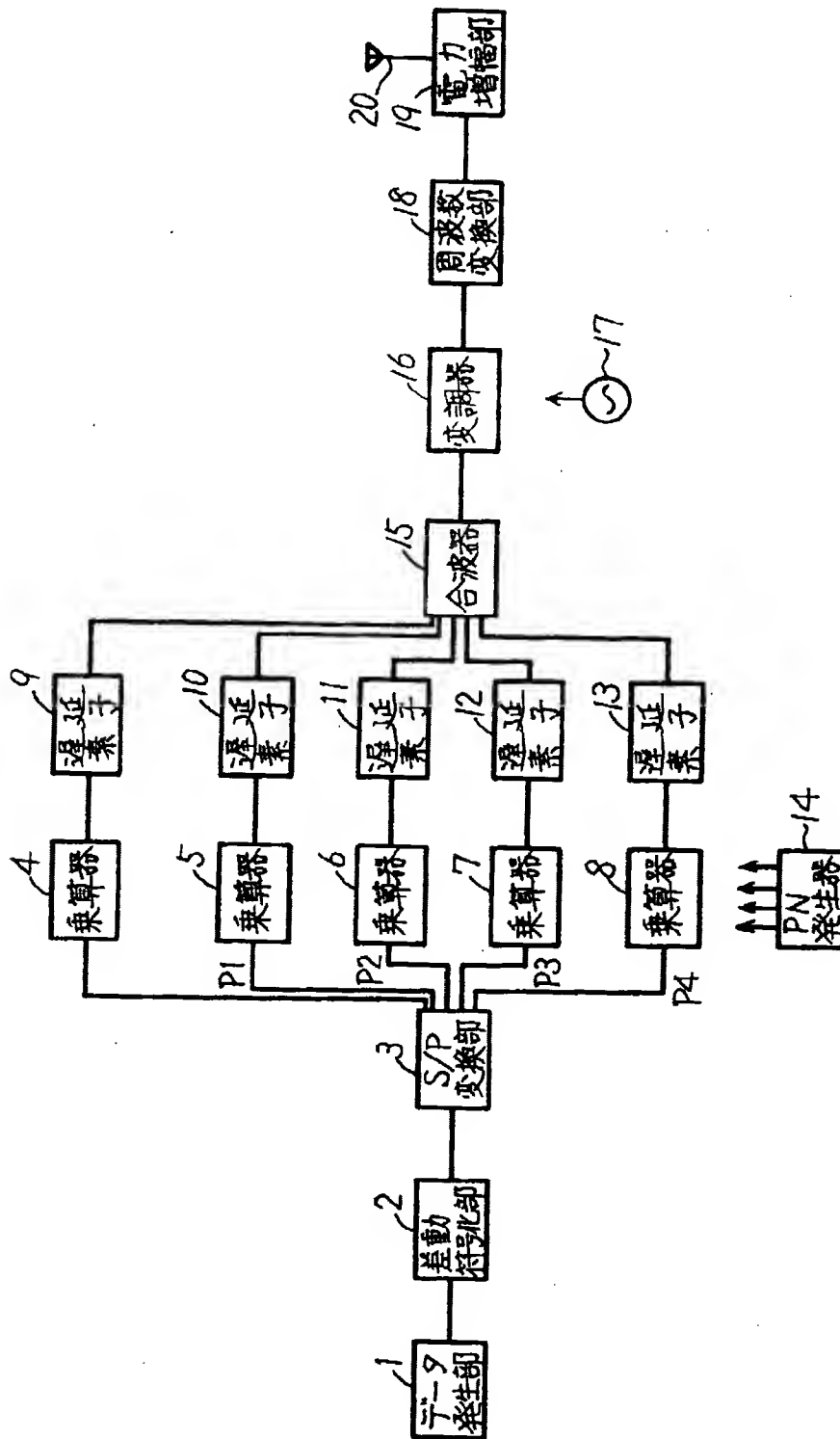
【図 6】



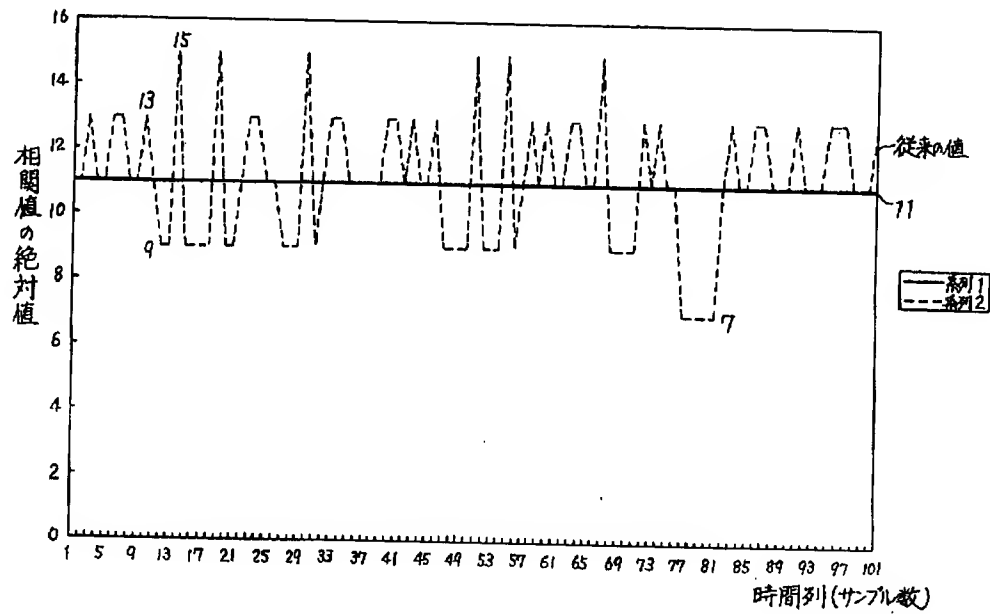
【図 27】



【図1】



【図3】

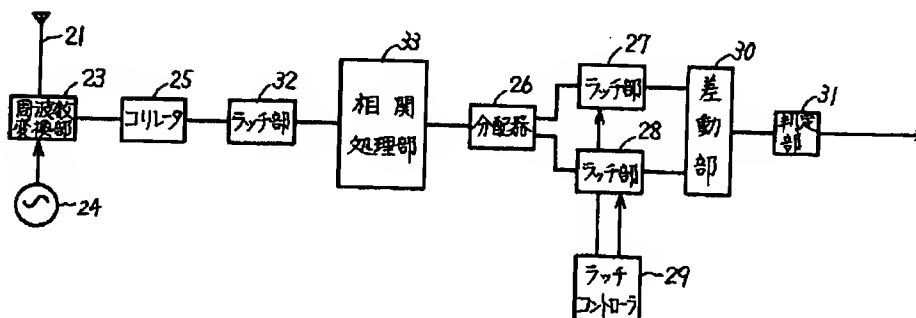


【図4】

EVEN	1	1	11	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	11
	-1	-1	-11	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-11
ODD	1	-1	11	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-11
	-1	1	-11	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	11

(11チップバーク)

【図8】

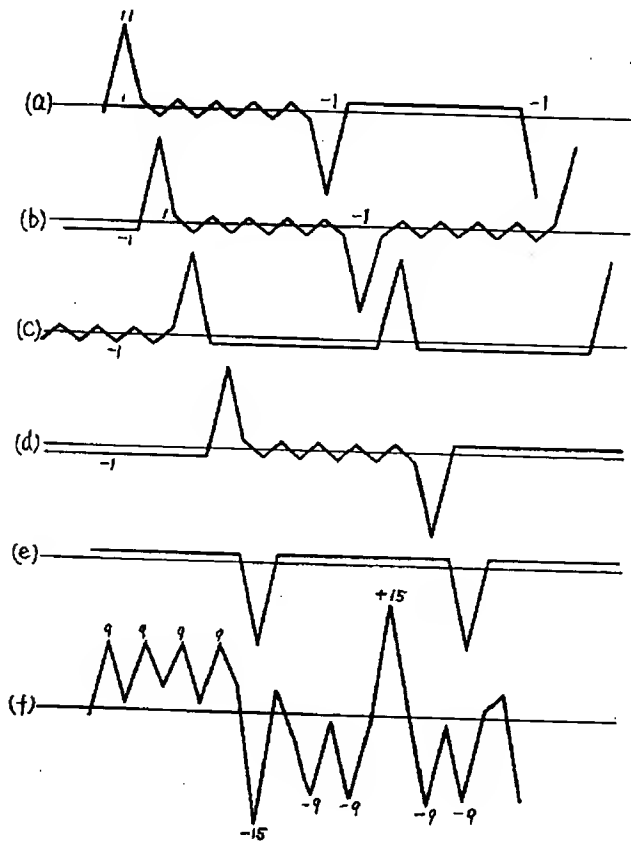


【図19】

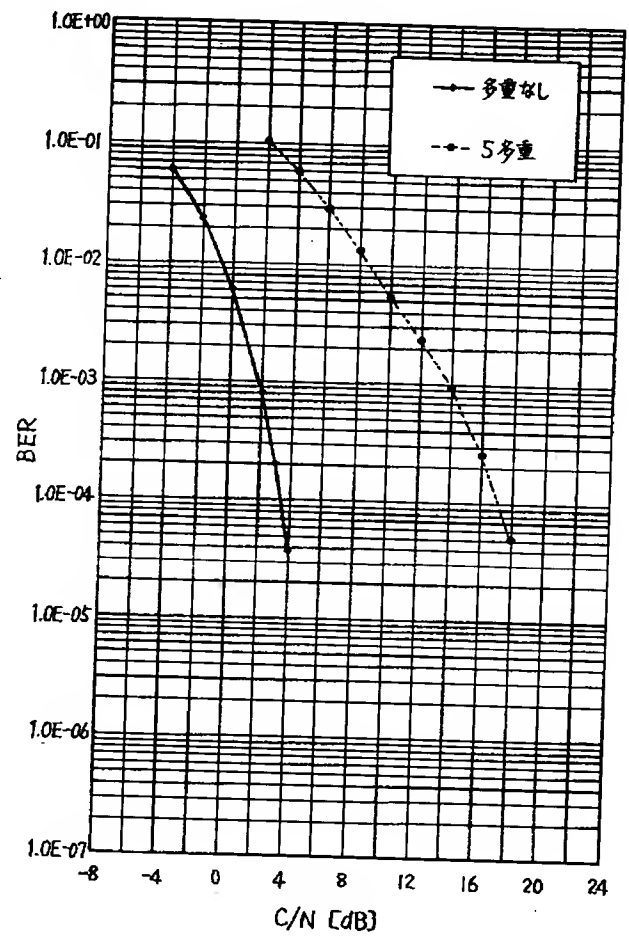
EVEN	1	1	15	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	15
	-1	-1	-15	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-15
ODD	1	-1	15	1	3	5	3	1	3	-3	-3	-1	-3	-15
	-1	1	-15	-1	-3	-5	-3	-1	-3	-3	-3	1	3	15

(15チップ m 系列)

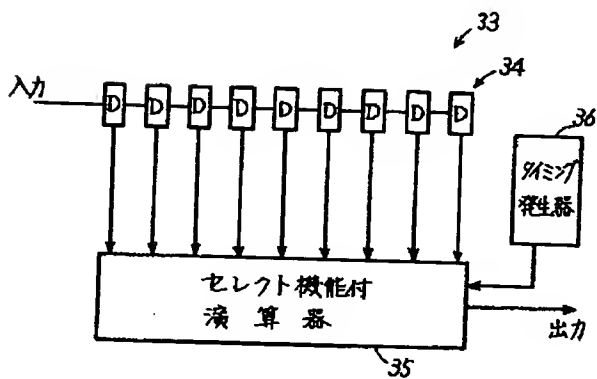
【図 5】



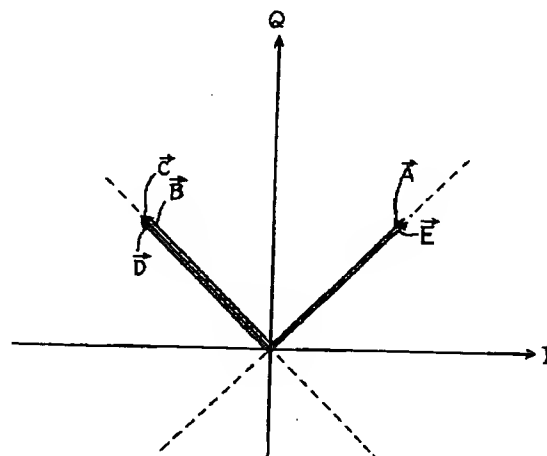
【図 7】



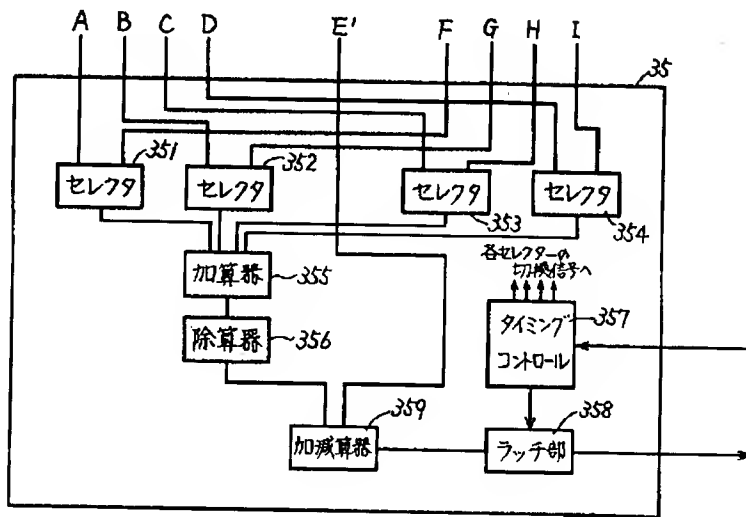
【图9】



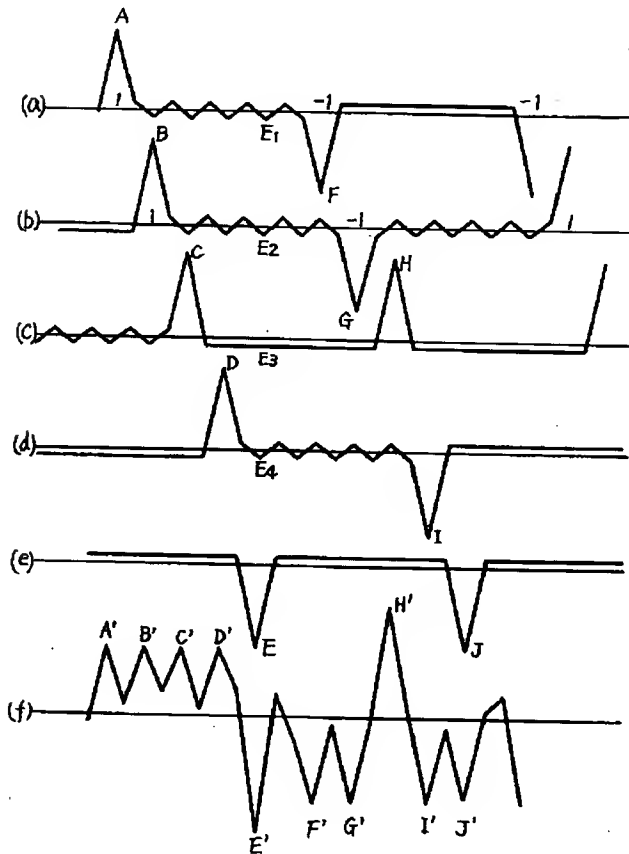
【図 14】



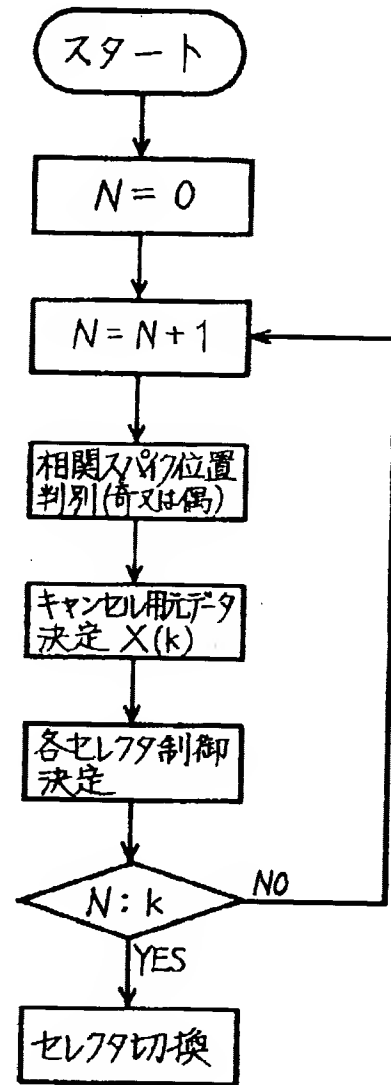
【図10】



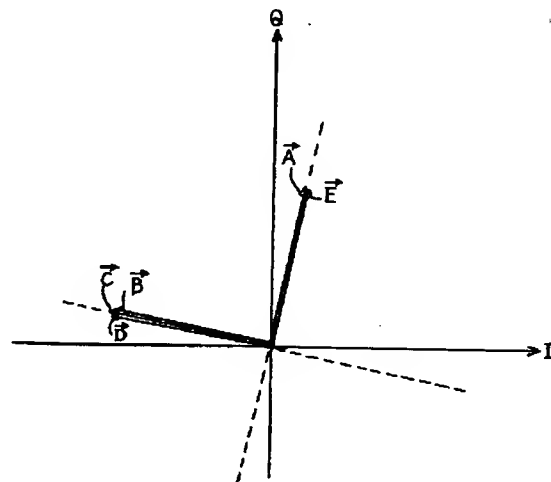
【図11】



【図12】

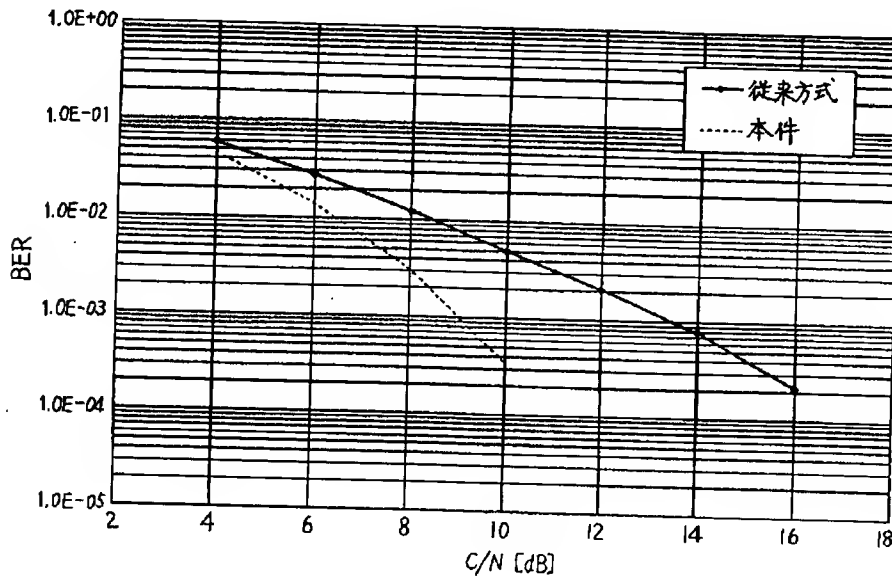


【図16】





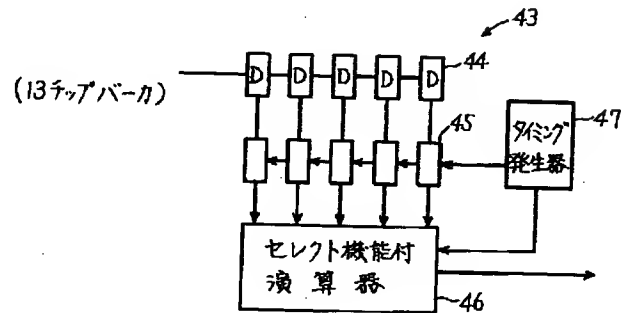
【図18】



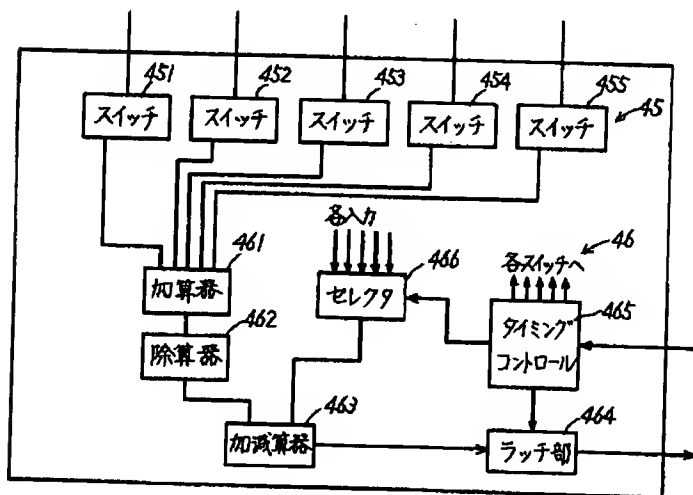
【図21】

EVEN	1	1	13	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	13
	-1	-1	-13	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-13
ODD	1	-1	13	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	13
	-1	1	-13	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-13

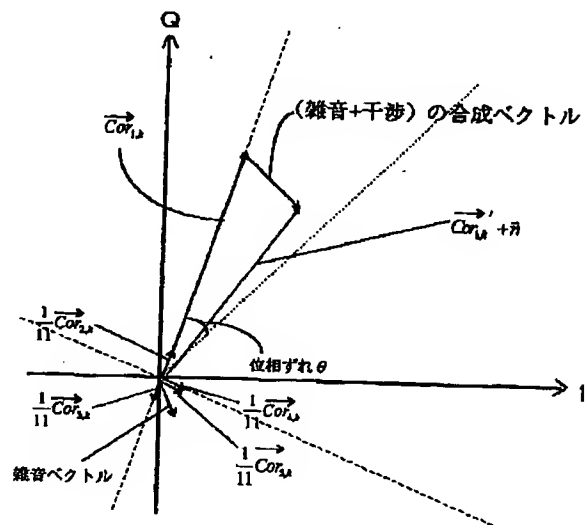
【図22】



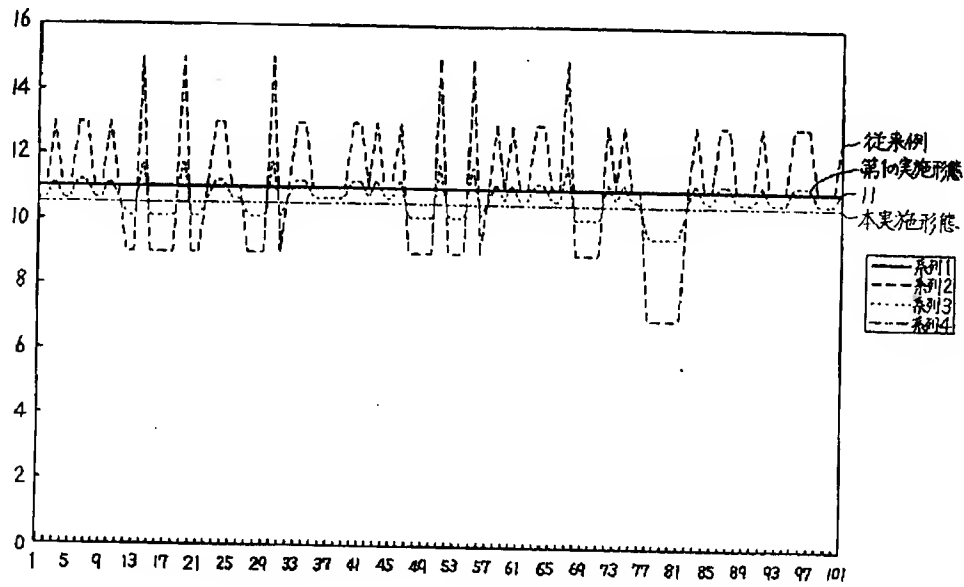
【図23】



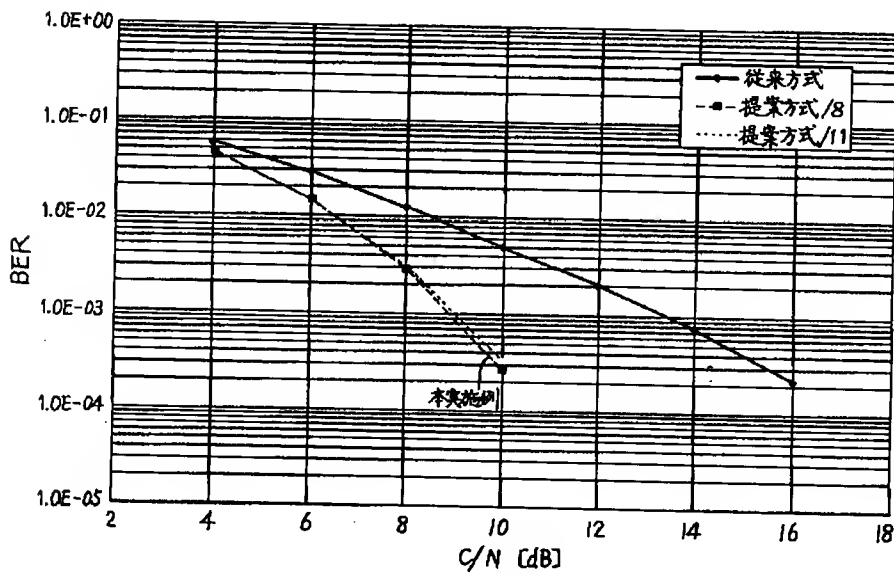
【図24】



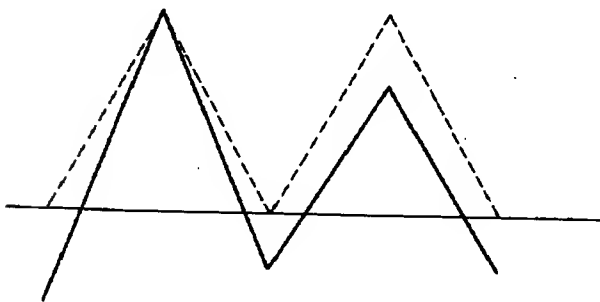
【図25】



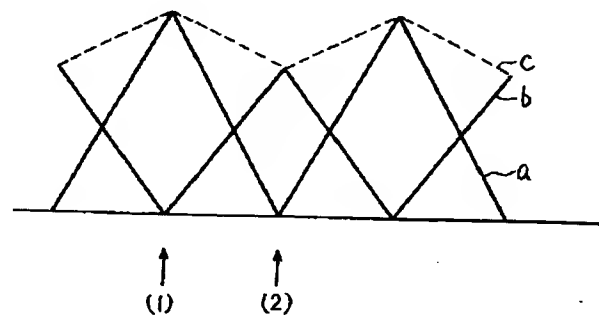
【図26】



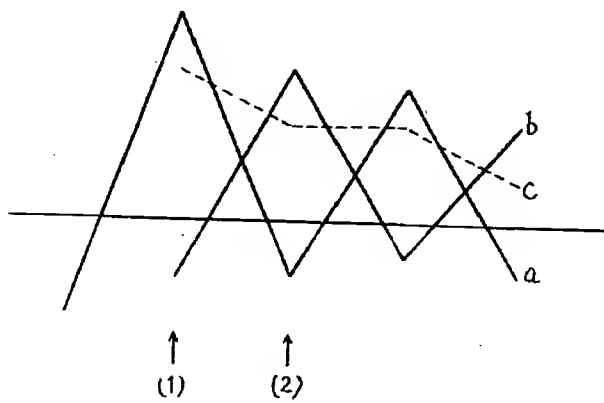
【図28】



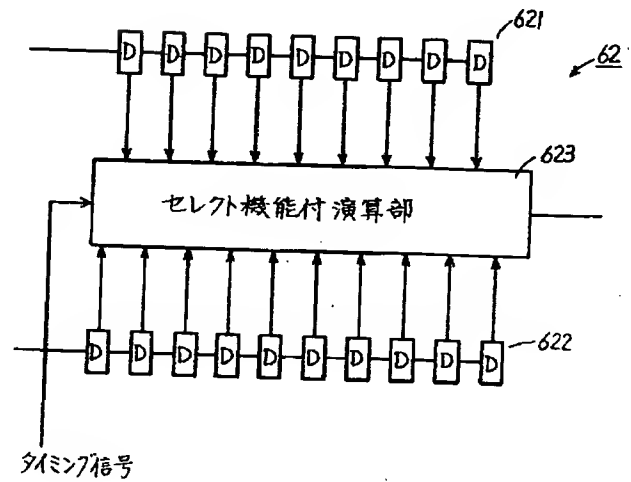
【図29】



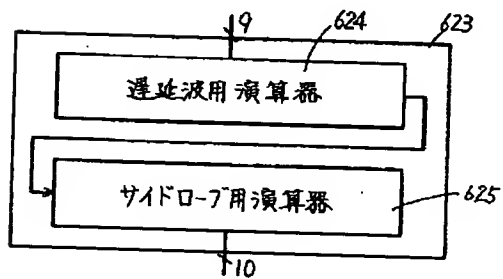
【図 30】



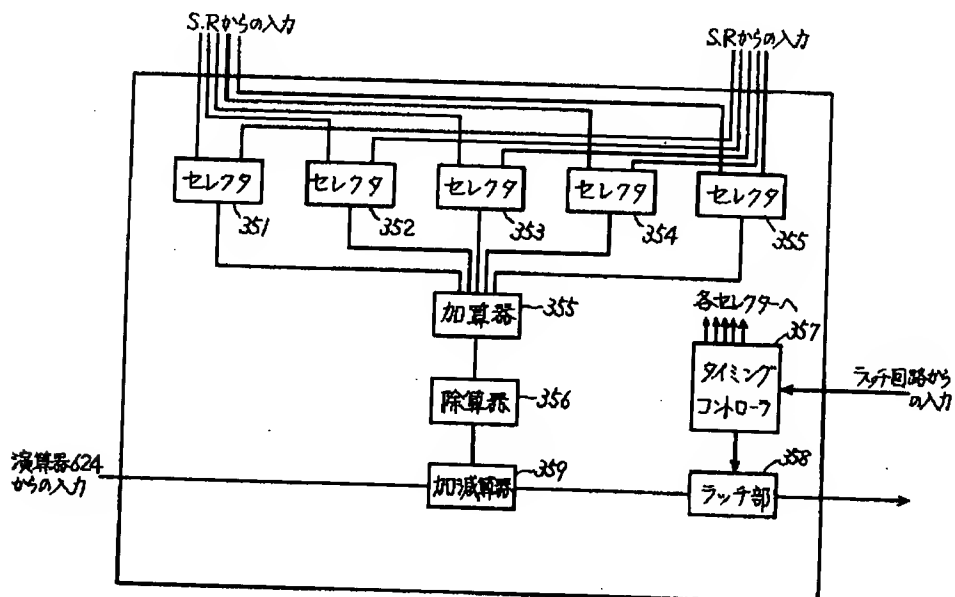
【図 32】



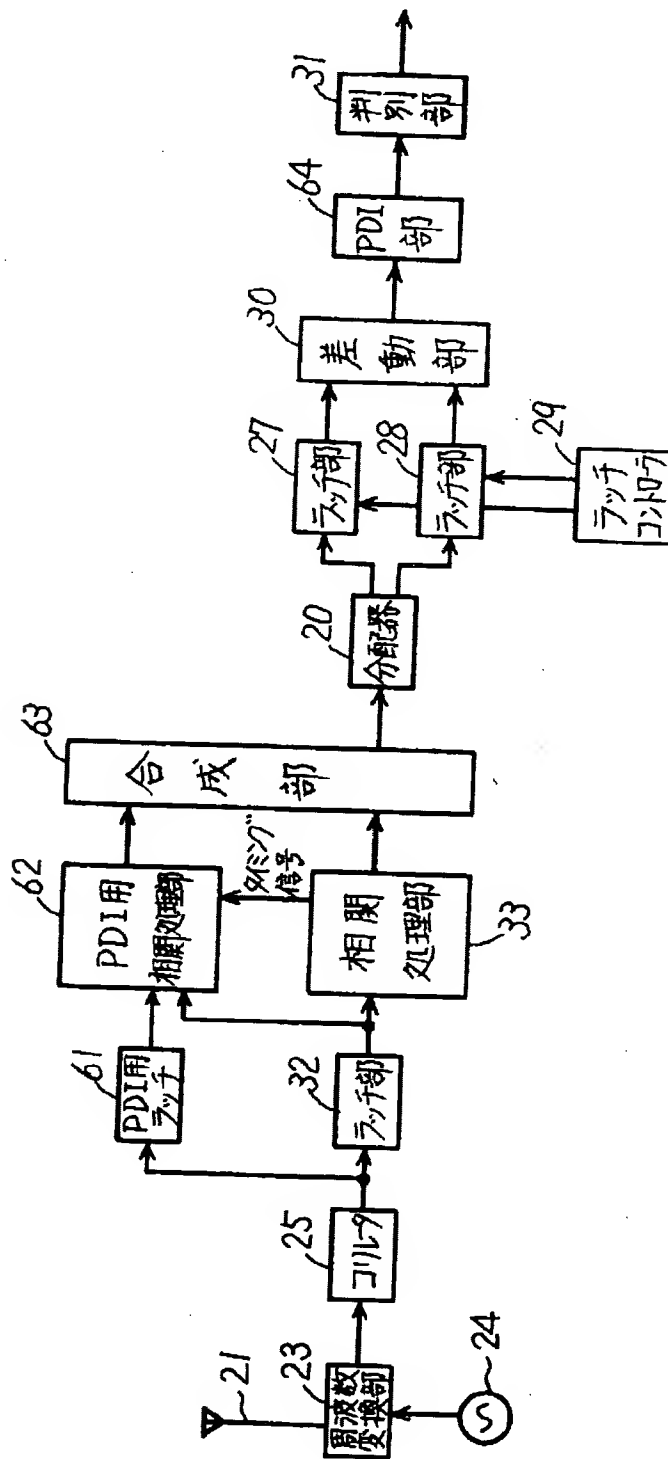
【図 33】



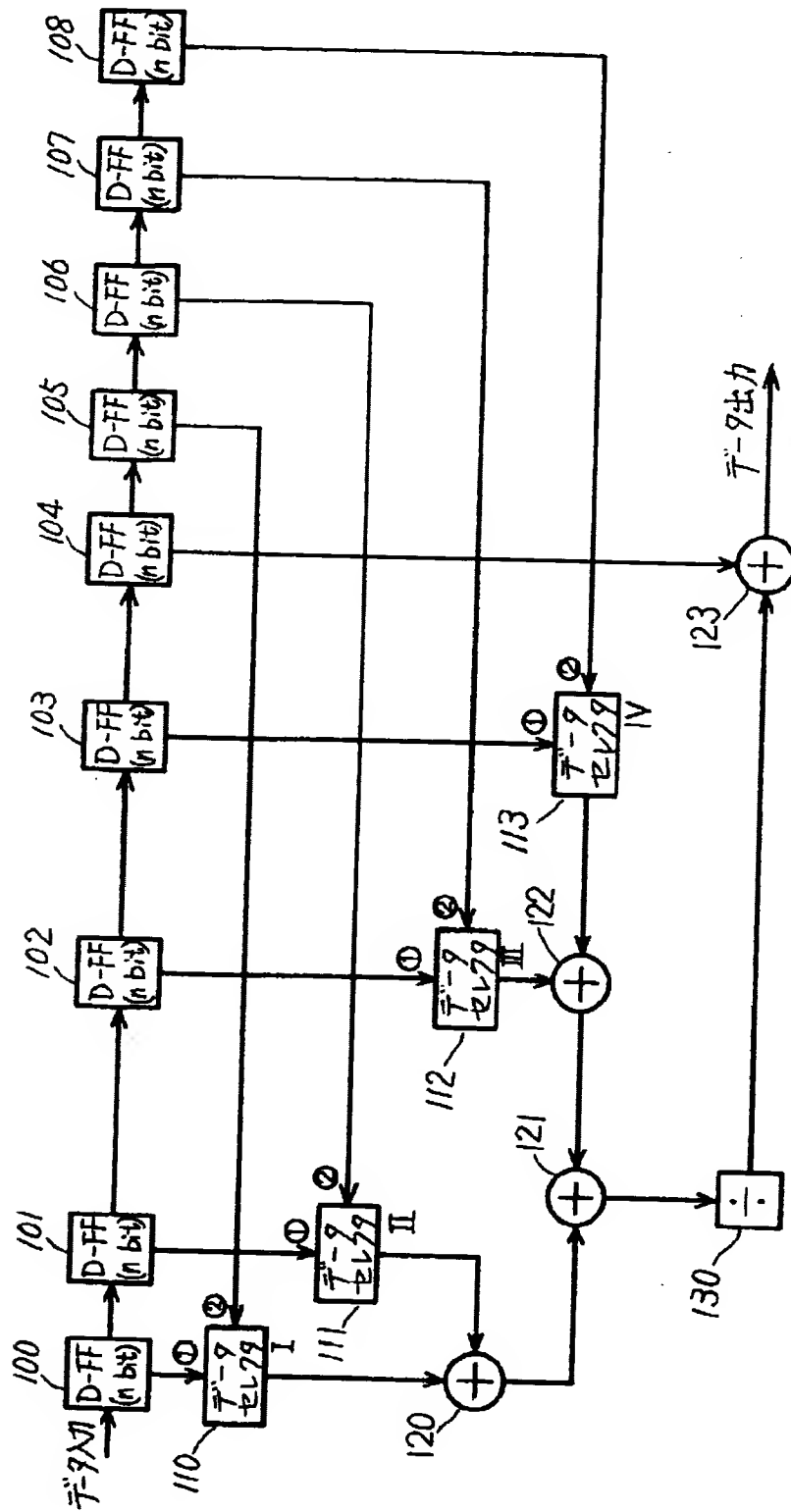
【図 34】



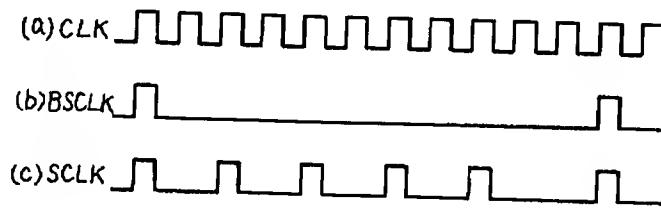
【図31】



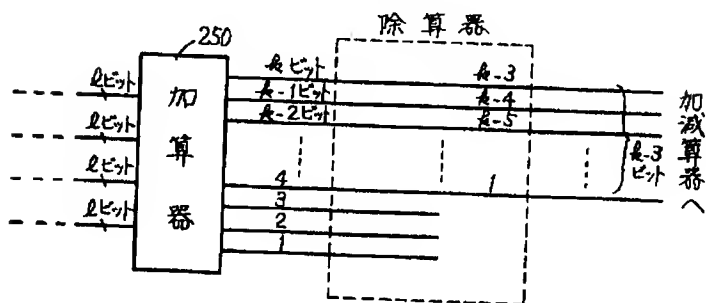
【図 35】



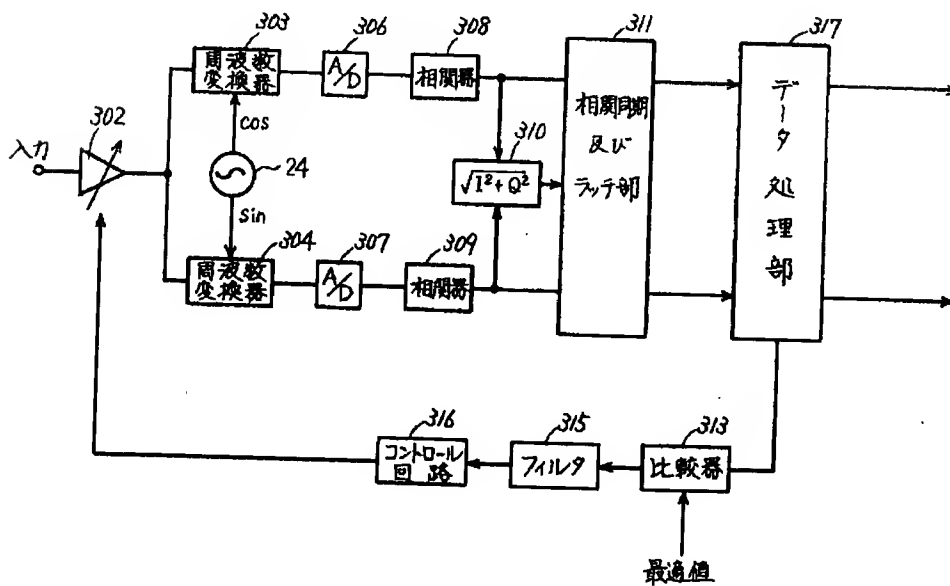
【図 36】



【図 38】



【図 39】



【図37】

